

TRANSMITTER

Publication number: JP7322219

Publication date: 1995-12-08

Inventor: OSHIMA MITSUAKI (JP)

Applicant: MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD (JP)

Classification:

- international: H04N7/015; H04J11/00; H04L27/34; H04N7/20;
H04N7/015; H04J11/00; H04L27/34; H04N7/20; (IPC1-
7): H04N7/015; H04N7/20

- European:

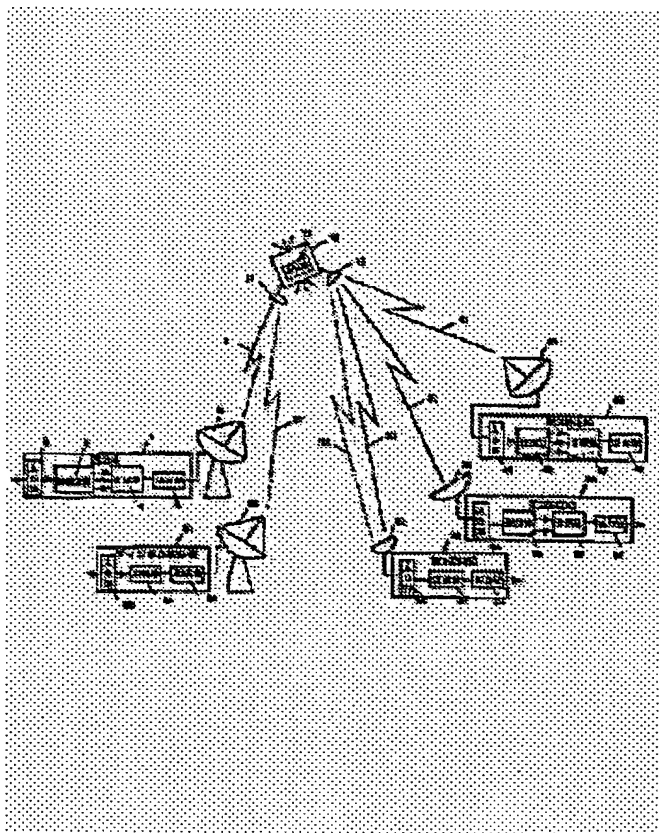
Application number: JP19940079432 19940325

Priority number(s): JP19940079432 19940325; JP19930066461 19930325;
JP19930132984 19930510; JP19930261612 19930924;
JP19930349972 19931227

Report a data error here

Abstract of JP7322219

PURPOSE: To form the transmission/reception system in which much more information at the same frequency band is sent by solving it that the impossibility of transmission information quantity cannot be increased when a frequency band is limited in the transmitter sending a digital signal. **CONSTITUTION:** A modulator 4 implementing m-value QAM modulation in a transmitter 1 assigns n-value data of a 1st data string to a signal point group formed by grouping signal points of n-value 1st data string and p-value 2nd and 3rd data strings on a space diagram and sends a modified m-value QAM modulation signal. A demodulator 25 of a 1st receiver 23 demodulates the n-value 1st data string, a 2nd receiver 33 demodulates the 1st and 2nd data strings, a 3rd receiver 43 demodulates the 1st, 2nd and 3rd data strings, and even in the case of the receiver having only n-value demodulation capability of $n < m$ demodulates data of the n-value 1st data string when the m-value modified multi-value modulation wave is received in the transmitter.



Data supplied from the *esp@cenet* database - Worldwide

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-322219

(43)Date of publication of application : 08.12.1995

(51)Int.Cl.

H04N 7/015

H04N 7/20

(21)Application number : 06-079432

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO
LTD

(22)Date of filing : 25.03.1994

(72)Inventor : OSHIMA MITSUAKI

(30)Priority

Priority number : 05 66461

Priority date : 25.03.1993

Priority country : JP

05132984

10.05.1993

JP

05261612

24.09.1993

JP

05349972

27.12.1993

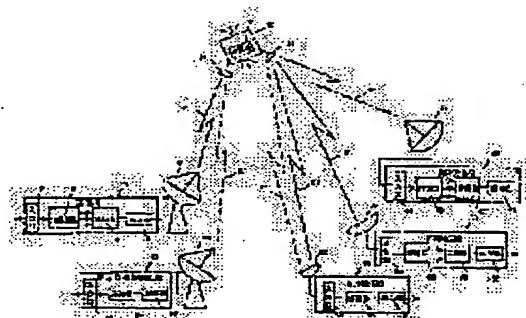
JP

(54) TRANSMITTER

(57)Abstract:

PURPOSE: To form the transmission/reception system in which much more information at the same frequency band is sent by solving it that the impossibility of transmission information quantity cannot be increased when a frequency band is limited in the transmitter sending a digital signal.

CONSTITUTION: A modulator 4 implementing m-value QAM modulation in a transmitter 1 assigns n-value data of a 1st data string to a signal point group formed by grouping signal points of n-value 1st data string and p-value 2nd and 3rd data strings on a space diagram and sends a modified m-value QAM modulation signal. A demodulator 25 of a 1st receiver 23 demodulates the n-value 1st data string, a 2nd receiver 33 demodulates the 1st and 2nd data strings, a 3rd receiver 43 demodulates the 1st, 2nd and 3rd data strings, and even in the case of the receiver having only n-value demodulation capability of $n < m$ demodulates data of the n-value 1st data string when the m-value modified multi-value modulation wave is received in the transmitter.



[0333]

The base stations 771, 772, 773 at the respective center part of three hexagonal or circular reception cells 768, 769, 770 as shown in the block diagram of the base station of Fig. 116 include a plurality of transmitters/receivers 761a to 761j similar to Fig. 115, and transmits and receives the data of the same number of channels as the number of transmitters/receivers. The base station control unit 774 connected to each base station constantly monitors the traffic amount of communication of each base station, and performs allocation of channel frequency to each base station and control of the entire system such as control of the size of the reception cell of each base station according to the traffic amount.

[0334]

As shown in the communication capacity traffic distribution diagram of the conventional method of Fig. 117, in the digital communication method of the conventional method such as QPSK, the transmission capacity of A_{ch} of the reception cells 768, 770 is data 774d, 774b of the same frequency usage efficiency 2bit/Hz as shown in the figure of $d=A$, and data 774d combining data 774c of the figure of $d=B$, where uniform frequency usage efficiency of 2bit/Hz is obtained at every point. In actual cities, at places where buildings are concentrated such as dense regions 775a, 775b, 775c, the population density is high, and communication traffic amount indicates a peak as shown in data 774e. The communication amount at surrounding regions other than the above is small. The capacity of the conventional cellular telephone with respect to the data 774e of the actual traffic amount TF is the same 2bit/Hz frequency efficiency over the entire region as shown in data 774d. That is, the efficiency is not satisfactory in that the same frequency efficiency as the region with great traffic amount is applied to the region with small traffic amount. The conventional method responded to such problem by increasing frequency allocation and increasing the number of channels in regions with great traffic amount; or reducing the size of the reception cell. However, there is a limitation on the frequency spectrum when increasing the number of channels. Furthermore, multivaluing such as 16QAM and 64QAM of the conventional method increases the transmission power. If the size of the reception cell is reduced and the number of cells is increased, the number of base stations increases, and the installation cost increases. The above problems arise.

[0335]

Ideally, the efficiency of the entire system can be enhanced by setting the frequency efficiency high in regions where the traffic amount is large, setting the frequency efficiency high in regions where the traffic amount is small, and setting the frequency efficiency low in regions where the traffic amount is small. This can be realized by adopting a hierarchical transmission method of the present invention. This will be described using communication capacity/traffic distribution diagram in example 8 of the present invention of Fig. 118. The distribution diagram of Fig. 118 indicates the communication capacity on line A-A' of the reception cells 770B, 768, 769, 770, and 770a in the order from the top. In the reception cells 768, 770, the channel group A reception cells 770b, 769, and 770a use the frequency of the channel group B that does not overlap the channel group A. The number of such channels is increased or decreased by the base station controller 774 of Fig. 116 according to the traffic amount of each reception cell. In Fig. 118, $d=A$ indicates the distribution of the communication capacity of the A channel. $d=B$ indicates the communication capacity of the B channel, $d=A+B$ indicates the communication capacity of all the channels added together, TF indicates the communication traffic amount, and P indicates the distribution of the building and the population. In the reception cells 768, 769, and 770, the multi-layer hierarchical transmission method such as SRQAM described in the previous example is used, and thus 6bit/Hz, which is three times the frequency usage efficiency of 2bit/Hz of QPSK, is obtained at the peripheral part of the base station as shown in data 776a, 776b, and 776c. The frequency usage efficiency decreases to 4bit/Hz, and 2bit/Hz towards the peripheral part. The region of 2bit/Hz narrows compared to the size of the reception cell of the QPSK shown with dotted lines 777a, b, and c unless the transmission power is increased, where the same size of the reception cell can be obtained by slightly raising the transmission power of the base station. The mobile unit of 62SRQAM correspondence transmits and receives a modified QPSK with the shift amount of the SRQAM as $S=1$ at places distant from the base station, and transmits and receives 16SRQAM at places close to the base station, and furthermore 64SRQAM at the vicinity. Therefore, the maximum transmission power will not increase compared to the QPSK. The transmitter/receiver of 4SRQAM as shown in the block diagram of Fig. 121 in which the circuit is simplified also can communicate with other telephones while maintaining compatibility. This is the same for 16SRQAM shown in the block diagram of Fig. 122. Therefore, three cordless handsets of modulation

schemes exist. In the case of portable telephones, compactness and light weight are important. In the case of 4SRQAM, the frequency usage efficiency lowers, and thus the cost of a call rises, but it is suited for users that demand compactness and light weight as the circuit is simplified. The present method thus can respond to a wide range of applications.

[0336]

A transmission system having distribution of different capacities such as $d=A+B$ of Fig. 118 is obtained in the above manner. An advantage in that the overall frequency usage efficiency enhances is obtained by installing the base station according to the traffic amount of TF. In particular, in the micro-cell method of small cells, a great number of sub-base stations can be installed, and thus the sub-base station can be easily installed at locations where traffic amount is large, whereby the effect of the present invention is high.

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-322219

(43) 公開日 平成7年(1995)12月8日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 4 N 7/015

7/20

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 N 7/ 00

A

審査請求 未請求 請求項の数 5 F D (全 118 頁)

(21) 出願番号 特願平6-79432

(22) 出願日 平成6年(1994)3月25日

(31) 優先権主張番号 特願平5-66461

(32) 優先日 平5(1993)3月25日

(33) 優先権主張国 日本(J P)

(31) 優先権主張番号 特願平5-132984

(32) 優先日 平5(1993)5月10日

(33) 優先権主張国 日本(J P)

(31) 優先権主張番号 特願平5-261612

(32) 優先日 平5(1993)9月24日

(33) 優先権主張国 日本(J P)

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 大嶋 光昭

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(74) 代理人 弁理士 小鍛冶 明 (外2名)

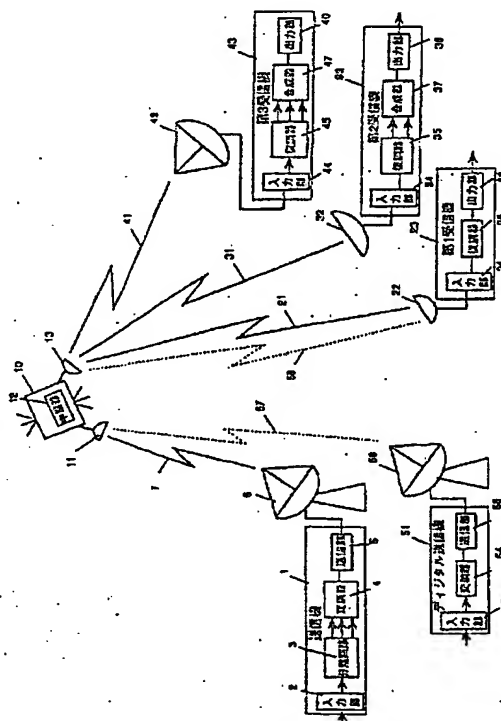
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 伝送装置

(57) 【要約】

【目的】 デジタル信号を伝送する伝送装置において周波数帯が制限されている場合に伝送情報量を増大できないことを解決し同一周波数帯でより多くの情報を伝送する送受信システムを提供することを目的とする。

【構成】 送信機1ではm値のQAM変調を行なう変調器4によりn値の第1データ列と、p値の第2データ列と第3データ列を信号スペースダイアグラム上の信号点をグループ化した信号点群に第1データ列のn値のデータを割りあてて変形m値のQAM変調信号を送信する。第1受信機23では復調器25によりn値の第1データ列を第2受信機33では第1データ列と第2データ列を第3受信機43では第1データ列、第2データ列、第3データ列を復調することにより、m値の変形多値変調波を受信した場合 $n < m$ なるn値の復調能力しかない受信機でもn値の第1データ列のデータを復調する伝送装置が得られる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】画像信号の入力手段と上記画像信号をデジタル画像圧縮信号に圧縮する画像圧縮手段と、上記デジタル画像圧縮信号に誤り訂正符号を加え、誤り訂正符号化信号をつくる誤り訂正符号化手段と、上記誤り訂正符号化信号をn値のVSB変調信号に変調する変調手段と、上記変調信号を送信する送信手段をもつ送信機により送信信号を送り、上記送信信号を受信する手段と、上記送信信号を受信デジタル信号に復調する復調手段と、上記受信デジタル信号を誤り訂正されたデジタル信号に誤り訂正する誤り訂正手段と、上記誤り訂正されたデジタル信号を映像出力信号に伸長する画像伸長部と、上記映像出力信号を出力する出力手段を有する受信機により画像信号を伝送する装置において、誤り訂正手段として、トレリスエンコーダーもしくはトレリスデコーダーを用いたことを特長とする伝送装置。

【請求項2】変調手段として8値のVSB信号を変調する変調手段を用いたことを特長とする請求項1記載の伝送装置

【請求項3】受信されたデジタル信号を高重要信号と低重要信号に分割するとともに、誤り訂正手段の中に誤り符号化のコードゲインの高い第1誤り訂正手段と、誤り符号化のコードゲインの低い第2誤り訂正手段の2つを設け、上記第1信号を上記第1誤り訂正手段で訂正することを特長とする請求項1記載の伝送装置。

【請求項4】高重要信号として、画素ブロック単位に分割された画像データのアドレス情報等を含むヘッダー情報を伝送するとともに、上記画素ブロック内の画像データを低重要信号として伝送することを特長とする請求項3記載の伝送装置。

【請求項5】誤り符号化信号にインターリーブをかけたことを特長とする請求項1記載の伝送装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は搬送波を変調することによりデジタル信号を伝送する伝送装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年、デジタル伝送装置は様々な分野での利用が進んでいる。とりわけデジタル映像伝送技術の進展はめざましい。

【0003】中でもデジタルTVの伝送方式が最近注目されつつある。現在デジタルTV伝送装置は放送局間の中継用として一部実用化されているにすぎない。しかし、近い将来、地上放送と衛星放送への展開が予定され各国で検討が進められている。

【0004】高度化する消費者の要望に応えるため、HDTV放送、PCM音楽放送や情報提供放送やFAX放送等の放送サービスの内容の質と量を今後向上させる必要がある。この場合TV放送の限られた周波数帯域の中

で情報量を増大させる必要がある。この帯域で伝送できる情報伝送量はその時代の技術的限界に応じて増大する。このため理想的には時代に応じて受信システムを変更し、情報伝送量を拡張できることが望ましい。

【0005】しかし放送の視点からみた場合、公共性が重要であり長期間に至る全ての視聴者の既得権の確保が重要となる。新しい放送サービスを始める場合、既存の受信機もしくは受像機でそのサービスを楽しむことができる必要がある。過去と現在、そして現在と将来の新旧の放送サービスの間の受信機もしくは受像機の互換性、放送の両立性が最も重要であるといえる。

【0006】今後登場する新しい伝送規格、例えばデジタルTV放送規格には将来の社会の要求と技術進歩に対応できる情報量の拡張性と、既存の受信機器との間の互換性と両立性が求められている。

【0007】ここで、これまでに提案されているTV放送の伝送方式を拡張性と両立性の観点から述べる。

【0008】まずデジタルTVの衛星放送方式としてNTSC-TV信号を約6Mbpsに圧縮した信号を4値PSK変調を用いTDM方式で多重化し1つのトランスポンダーで4〜20チャンネルNTSCのTV番組もしくは1チャンネルのHDTVを放送する方式が提案されている。またHDTVの地上放送方式として1チャンネルのHDTV映像信号を15Mbps程度のデータに圧縮し、16もしくは32QAM変調方式を用い地上放送を行う方式が検討されている。

【0009】まず衛星放送方式においては現在提案されている放送方式は、単純に従来の伝送方式で放送するため1チャンネルのHDTVの番組放送に数チャンネル分のNTSCの周波数帯域を使用する。このため、HDTV番組の放送時間帯には数チャンネルのNTSC番組が受信放送できないという問題点があった。NTSCとHDTVの放送との間の受信機、受像機の互換性、両立性がなかったといえる。また将来の技術進歩に伴い必要となる情報伝送量の拡張性も全く考慮されていなかったといえる。

【0010】次に現在検討されている従来方式のHDTVの地上放送方式はHDTV信号を16QAMや32QAMといった従来の変調方式でそのまま放送しているにすぎない。既存のアナログ放送の場合、放送サービスエリア内においてもビルかげや低地や隣接するTV局の妨害を受けるような受信状態が悪い地域が必ず存在する。このような地域においては、既存のアナログ放送の場合画質が劣化するものの、映像は再生できTV番組は視聴できた。しかし、従来のデジタルTV放送方式では、このような地域においては全く映像が再生できず、TV番組を全く視聴できないという重大な問題があった。これは、デジタルTV放送の本質的な課題を含むものでデジタルTV放送の普及に致命的となりかねない問題であった。これは従来のQAM等の変調方式の信号点の位置か

等間隔に配置されていることに起因する。信号点の配置を変更もしくは変調する方式は従来なかった。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】本発明は上記従来の問題点を解決するもので、特に衛星放送におけるNTSC放送とHDTV放送の両立性、また地上放送におけるサービスエリア内の受信不能地域を大巾に減少させる伝送装置を提供することを目的とする。

【0012】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために本発明の伝送装置は、信号の入力部と、搬送波を上記入力部からの入力信号により変調し信号ベクトル図上にm値の信号点を発生させる変調部と変調信号を送信する送信部からなりデータ送信を行う送信装置と上記送信信号の入力部と、極座標系(r, θ)で表現できるベクトル図上でP値の信号点の変形PSKもしくは変形APSK変調波を復調する復調器と出力部を有する受信装置の2つの構成を有している。

【0013】

【作用】この構成によって入力信号としてn値のデータをもつ第1データ列と第2データ列を入力させ、送信装置の変調器によりベクトル図上にm値の信号点をもつ変形m値のQAM方式の変調波を作る。このm値の信号点をn組の信号点群に分割しこの信号点群を第1データ列のnケの各データに割りあて、この信号点群の中のm/nケの信号点もしくは副信号点群に第2データ列の各データを割りあてトレリス符号化して変調し送信装置により送信信号を送出する。場合によっては第3データも送出できる。

【0014】次に、 $p > m$ なるp値の復調器を持つ受信装置においては上記送信信号を受信し信号スペースダイアグラム上のp値の信号点に対して、まずp値の信号点をn組の信号点群に分割し、第1データ列の信号を復調再生する。次に該当する信号点群の中の p/n 値の信号点に p/n 値の第2データ列を対応させて復調し第1データと第2データを復調再生する。この時、第1データ列もしくは n かつ第2データ列をトレリス符号化する。 $p = n$ の受信機においてはn群の信号点群を再生し、各々にn値を対応させ第1データ列のみを復調再生する。

【0015】以上の動作により送信装置からの同一信号を受信した場合、大型アンテナと多値の復調能力をもつ受信機では第1データ列と第2データ列を復調できる。同時に小型アンテナと少値の復調能力をもつ受信機では第1データ列の受信ができる。こうして両立性のある伝送システムを構築することができる。この場合第1データ列をNTSCまたはHDTVの低域成分等の低域TV信号に、第2データ列をHDTVの高域成分等の高域TV信号に割りあてることにより、同一電波に対して少値の復調能力をもつ受信機ではNTSC信号、多値の復調能力をもつ受信機ではHDTV信号を受信できる。この

ことによりNTSCとHDTVの両立性のあるデジタル放送が可能となる。

【0016】

【実施例】

(実施例1)以下本発明の一実施例について、図面を参照しながら説明する。

【0017】本発明の実施例ではデジタルHDTV信号等のデジタル信号を送信、送信機と受信する受信機の組み合わせからなる伝送装置と、磁気テープ等の記録媒体に、HDTV信号等のデジタル信号を記録し、再生する記録再生装置の双方を述べる。

【0018】しかし本発明のデジタル変復調部と誤り訂正のエンコーダ、デコーダとHDTV信号等の画像符号化のエンコーダ、デコーダの構成動作原理は、伝送装置と記録再生装置に共通するもので基本的に同じ技術である。従って、各実施例では効率的に説明するため、伝送装置もしくは記録再生装置のいずれか一方のブロック図を用いて本発明を説明する。又本発明の各々の実施例の構成はQAM、ASK、PSKのようにConstellation上に信号点を配置する多値のデジタル変調方式であれば、どの方式でも適用できるが、一つの変調方式を用いて説明する。

【0019】図1は本発明による伝送装置のシステム全体図を示す。入力部2と分離回路部3と変調器4と送信部5をもつ送信機1は複数の多重化された入力信号を分離回路3により第1データ列、 D_1 、と第2データ列、 D_2 、と第3データ列、 D_3 に分離し変調器4により、変調信号として送信部5より出力し、アンテナ6により、この変調信号は伝送路7により人工衛星10に送られる。この信号は人工衛星10においてはアンテナ11で受信され、中継器12により増幅され、アンテナ13により再び地球へ送信される。

【0020】送信電波は、伝送経路21、31、41により第1受信機23、第2受信機33、第3受信機43に送られる。まず、第1受信機23ではアンテナ22を介して入力部24より入力し、復調器25により第1データ列のみが復調され、出力部26より出力される。この場合第2データ列、第3データ列の復調能力はもたない。

【0021】第2受信機33では、アンテナ32を介して入力部34より出力した信号は復調機35により第1データ列と第2データ列が復調され、合成器37により一つのデータ列に合成され、出力部36より出力される。

【0022】第3受信機43ではアンテナ42からの入力が入力部44に入り復調器45により第1データ列、第2データ列、第3データ列の3つのデータ列が復調され合成器47により一つのデータ群となり出力部46より出力される。

【0023】以上のように同じ送信機1からの同一の周

波数帯の電波を受けても、上述の3つの受信機の復調器の性能の違いにより受信可能な情報量が異なる。この特長により一つの電波帯で性能の異なる受信機に対してその性能に応じた両立性のある3つの情報を同時に伝送することが可能となる。例えば同一番組のNTSCとHDTVと超解像度型HDTVの3つのデジタルTV信号を伝送する場合、スーパーHDTV信号を低域成分、高域差成分、超高域差成分に分離し、各々を第1データ列、第2データ列、第3データ群に対応させれば、1チャンネルの周波数帯で両立性のある中解像度、高解像度、超高解像度の3種のデジタルTV信号を同時に放送できる。

【0024】この場合、小型アンテナを用いた少値復調の受信機ではNTSC-TV信号を、中型アンテナを用いた中値復調可能な受信機ではHDTV信号を、大型アンテナを用いた多値復調可能な受信機では超高解像度型HDTVを受信できる。図1をさらに説明するとNTSCのデジタルTV放送を行うデジタル送信機51は入力部52より第1データ群と同様のデータのみを入力し、変調器54により変調し、送信機55とアンテナ56により伝送路57により衛星10に送り伝送路58により地球へ再び送信される。

【0025】第1受信機23では、デジタル送信機1からの受信信号を復調器24により、第1データ列に相当するデータを復調する。同様にして、第2受信機33と第3受信機43は、第1データ列と同じ内容のデータ群を復調する。つまり3つの受信機は、デジタル一般TV放送等のデジタル放送も受信できる。

【0026】では、各部の説明をする。図2は送信機1のブロック図である。

【0027】入力信号は入力部2に入り、分離回路3で第1データ列信号と第2データ列信号と第3データ列信号の3つのデジタル信号に分離される。

【0028】例えば映像信号が入力された場合、映像信号の低域成分を第1データ列信号、映像信号の高域成分を第2データ列信号、映像信号の超高域成分を第3データ列信号に割り当てることが考えられる。分離された3つの信号は、変調器4の内部の変調入力部61に入力される。ここでは外部信号に基づき信号点の位置を変調もしくは変更する信号点位置変調/変更回路67があり外部信号に応じて信号点の位置を変調もしくは変更する。変調器4の中では直交した2つの搬送波の各々に振幅変調を行い、多値のQAM信号を得る。変調入力部61からの信号は第1AM変調器62と第2AM変調器63に送られる。 $\cos(2\pi f_c t)$ なる搬送波発生器64からの搬送波のうち一つは第1AM変調器62によりAM変調され、合成器65に送られ、もう一つの搬送波は $\pi/2$ 移相器66に送られ 90° 移相されて、 $\sin(2\pi f_c t)$ の状態第2AM変調器63に送られ、多値の振幅変調を受けた後、合成器65で、第2AM変調波と合成され、送

信部5により送信信号として出力される。この方式そのものは従来より一般的に実施されているため詳しい動作の説明は省略する。

【0029】図3の16値の一般的なQAMの信号スペースダイアグラムの第1象限を用い動作を説明する。変調器4で発生する全ての信号は、直交した2つの搬送波 $A\cos 2\pi f_c t$ のベクトル81と $B\sin 2\pi f_c t$ のベクトル82の2つのベクトルの合成ベクトルで表現できる。0点からの合成ベクトルの先端を信号点と定義すると、16値QAMの場合 a_1, a_2, a_3, a_4 の4値の振幅値と b_1, b_2, b_3, b_4 の4値の振幅値の組み合わせにより合計16ケの信号点が設定できる。図3の第1象限では信号点83の C_{11} 、信号点84の C_{12} 、信号点85の C_{22} 、信号点86の C_{21} の4つの信号が存在する。

【0030】 C_{11} はベクトル $0-a_1$ とベクトル $0-b_1$ の合成ベクトルであり、 $C_{11} = a_1 \cos 2\pi f_c t - b_1 \sin 2\pi f_c t = A \cos(2\pi f_c t + d\pi/2)$ となる。

【0031】ここで図3の直交座標上における $0-a_1$ 間の距離を A_1 、 a_1-a_2 間を A_2 、 $0-b_1$ 間を B_1 、 b_1-b_2 間を B_2 と定義し、図上に示す。

【0032】図4の全体ベクトル図に示すように、合計16ケの信号点が存在する。このため各点を4bitの情報に対応させることにより、4bitの情報伝送が1周期つまり1タイムスロット中に可能となる。

【0033】図5に2進法で各点を表現した場合のその一般的な割り付け例を示す。当然、各信号点間の距離が離れている程、受信機の方で区別し易い。従って、一般的には各信号点間の距離を、できるだけ離すような配置にする。もし、特定の信号点間の距離を近付けた場合、受信機ではその2点間の識別が困難となり、エラーレートが悪くなる。従って一般的には図5のように等間隔の配置にするのが望ましいといわれている。従って16QAMの場合 $A_1 = A_2/2$ なる信号点の配置が一般的に実施されている。

【0034】さて、本発明の送信機1の場合、まず、データを第1データ列と第2データ列場合により第3データ列に分割する。そして図6に示すように、16ケの信号点もしくは信号点群を4つの信号点群に分割し、第1データ列の4つのデータをまず、各々の信号点群に割り当てる。つまり第1データ列が11の場合第1データ象限の第1信号点群91の4つの信号点のうちのいずれか一つを送信し、01の場合は第2象限の第2信号点群92、00の場合、第3象限の第3信号点群93、10の場合第4象限の第4信号点群94、の中の各々4つの信号点の中から一つの信号点を第2データ列の値に応じて選択して送信する。次に16QAMの場合第2データ列の2bit、4値のデータ、64値QAMの場合4bit、16値のデータを91、92、93、94の各分割信号点群の中の4つの信号点もしくは副信号点群に図7のように割り当てる。どの象限も対象配置となる。信

号点の91、92、93、94への割り当ては第1データ群の2bitデータにより優先的に決められる。こうして第1データ列の2bitと第2データ列の2bitは全く独立して送信できる。そして第1データ列は受信機のアンテナ感度が一定値以上あれば4PSK受信機でも復調できる。アンテナにさらに高い感度があれば本発明の変形16QAM受信機で第1データ群と第2データ群の双方が復調できる。

【0035】ここで図8に、第1データ列の2ビットと第2データ列の2ビットの割り当て例を示す。

【0036】この場合、HDTV信号を低域成分と高域成分に分け第1データ列に低域映像信号を割り当て、第2データ列に高域映像信号を割り当てることにより、4PSKの受信システムでは第1データ列のNTSC相当の映像を、16QAM又は、64QAMの受信システムでは第1データ列と第2データ列の双方が再生でき、これらを加算して、HDTVの映像を得ることができる。

【0037】ただ図9のように信号点間距離を等距離にした場合、4PSK受信機からみて第1象限に斜線で示した部分との間のスレシホールド距離がある。スレシホールド距離を A_m とするとで4PSKを送るだけなら A_m の振幅でよい。しかし A_m を維持しながら16QAMを送ろうとすると $3A_m$ つまり3倍の振幅が必要である。つまり、4PSKを送信する場合に比べて、9倍のエネルギーを必要とする。何も配慮をしないで4PSKの信号点を16QAMモードで送ることは電力利用効率が悪い。また搬送波の再生も難しくなる。衛星伝送の場合使用できる電力は制約される。このような電力利用効率の悪いシステムは、衛星の送信電力が増大するまで現実的でない。将来デジタルTV放送が開始されると4PSKの受信機が大量に出回ることが予想されている。一旦普及した後はこれらの受信感度を上げることは受信機の両立性の問題が発生するため不可能といえる。従って、4PSKモードの送信電力は減らせない。このため16QAMモードで疑似4PSKの信号点を送る場合、送信電力を従来の16QAMより下げる方式が必要となることが予想される。そうしないと限られた衛星の電力では送信できなくなる。

【0038】本発明の特徴は図10のように図番91～94の4つの分割信号点群の距離を離すことにより、疑似4PSK型16QAM変調の送信電力を下げるができる点にある。

【0039】ここで受信感度と送信出力との関係を明らかにするために図1に戻りデジタル送信機51と第1受信機23の受信方式について述べる。

【0040】まず、デジタル送信機51と第1受信機23は一般的な伝送装置で、データ伝送もしくは放送を含む映像伝送を行っている。図7に示すようにデジタル送信機51は4PSK送信機であり、の図2で説明した多値QAMの送信機1からAM変調機能を除いたものであ

る。入力信号は入力部52を介して変調器54に入力される。変調器54では変調入力部121により、入力信号を2つの信号に分けて基準搬送波を位相変調する第1-2相位相変調回路122と基準搬送波と90°位相が異なる搬送波を変調する第2-2相位相変調回路123に送り、これらの位相変調波は合成器65で合成され、送信部55により送信される。

【0041】この時の変調信号スペースダイアグラムを図18に示す。4つの信号点を設定し、電力利用効率を上げるために一般的には信号点間距離は等間隔にするのが常識となっている。一つの例として、信号点125を(11)、信号点126を(01)、信号点127を(00)、信号点128を(10)と定義した場合を示す。この場合4PSKの第1受信機23が満足なデータを受信するためにはデジタル送信機51の出力に一定以上の振幅値が要求される。図18で説明すると第1受信機23がデジタル送信機51の信号を4PSKで受信するのに最低必要な送信信号の最低振幅値つまり0-a₁間の距離を A_m と定義すると送信限界の最低振幅 A_m 以上で送信すれば、第1受信機23が受信可能となる。

【0042】次に第1受信機23について述べる。第1受信機23は送信機1からの送信信号もしくはデジタル送信機51からの4PSKの送信信号を衛星10の中継器12を介して、小型のアンテナ22で受信し、復調器24により受信信号を4PSK信号とみなして復調する。第1受信機23は本来、デジタル送信機51の4PSKまたは2PSKの信号を受信し、デジタルTV放送やデータ送信等の信号を受信するように設計されている。

【0043】図19は第1受信機の構成ブロック図で衛星12からの電波をアンテナ22で受信した、この信号は入力部24より入力した後、搬送波再生回路131と $\pi/2$ 移相器132により搬送波と直交搬送波が再生され、各々第1位相検出回路133と第2位相検出回路134により、直交している成分が各々独立して検波され、タイミング波抽出回路135によりタイムスロット別に各々独立して識別され、第1識別再生回路136と第2識別再生回路137により2つの独立した復調信号は第1データ列再生部232により第1データ列に復調され、出力部26により出力される。

【0044】ここで受信信号を図20のベクトル図を用いて説明する。デジタル送信機51の4PSKの送信電波に基づき第1受信機23で受信され信号は、もし伝送歪みやノイズが全くない理想的な条件では図20の151～154の4つの信号点で表せる。

【0045】しかし、実際は伝送路中のノイズと伝送系の振幅歪みや位相歪みの影響を受け受信された信号点は信号点の周囲のある一定の範囲に分布する。信号点から離れると隣の信号点と判別できなくなるためエラーレートが次第に増え、ある設定範囲を越えるとデータを復元

できなくなる。最悪条件の場合でも設定されたエラーレート以内で復調するためには隣接信号点間距離をとればよい。この距離を $2A_m$ と定義する。4PSKの限界受信入力の時信号点151が図20の $|0-a_m| \geq A_m$ 、 $|0-b_m| \geq A_m$ の斜線で示す第1弁別領域155に入るように伝送システムを設定すれば、後は搬送波が再生できれば復調できる。アンテナ22の設定した最低の半径値を r_0 とすると、送信出力をある一定以上にすれば全てのシステムで受信できる。図18における送信信号の振幅は第1受信機23の4PSK最低受信振幅値、 A_m になるようにに設定する。この送信最低振幅値を A_m と定義する。このことによりアンテナ22の半径が r_0 以上なら受信条件が最悪であっても第1受信機23はデジタル送信機51の信号を復調できる。本発明の変形16QAM、64QAMを受信する場合第1受信機23は搬送波を再生することが、困難となる。このため図25(a)のように送信機1が $(\pi/4 + n\pi/2)$ の角度上の位置に8つの信号点を配置し送信すれば、4通倍方式により搬送波を再生できる。又、図25(b)のように $n\pi/8$ の角度の延長線上に16ケの信号点を配置すれば搬送波再生回路131に16通倍方式の搬送波再生方式を採用することにより信号点が縮退し疑似4PSK型16QAM変調信号の搬送波を容易に再生できる。この場合 $A_1/(A_1+A_2) = \tan(\pi/8)$ となるように送信機1の信号点を設定し送信すればよい。ここでQPSK信号を受信する場合を考えてみる。図2の送信機の信号点位置変調/変更回路67のように信号点位置は(図18)のQPSK信号の信号点位置をAM等の変調を重ねることもできる。この場合第1受信機23の信号点位置復調部138は信号点の位置変調信号もしくは位置変更信号をPM, AM等の復調する。そして送信信号から第1データ列と復調信号を出力する。

【0046】次に送信機1に戻り図9のベクトル図を用いてここで送信機1の16PSKの送信信号を説明すると図9のように信号点83の水平ベクトル方向の振幅 A_1 を図18のデジタル送信機51の4PSK最低送信出力 A_m より大きくする。すると、図9の第1象限の信号点83、84、85、86の信号は斜線で示す第14PSK受信可能領域87に入る。これらの信号を第1受信機23で受信した場合、この4つの信号点は図20の受信ベクトル図の第1弁別領域に入る。従って、第1受信機23は図9の信号点83、84、85、86のいずれを受信しても図20の信号点151と判断し、(11)なるデータをこのタイムスロットに復調する。このデータは図8に示したように、送信機1の第1分割信号点群91の(11)、つまり第1データ列の(11)である。第2象限、第3象限、第4象限の場合も同様にして第1データ列は復調される。つまり、第1受信機23は16QAMもしくは32QAMもしくは64QAMの送

信機1からの変調信号の複数のデータ列のうち、第1データ列の2bitのデータのみを復調することになる。この場合は第2データ列や第3データ列の信号は全て第1~第4の分割信号点群91に包含されるため第1データ列の信号の復調には影響を与えない。しかし搬送波の再生には影響を与えるので後で述べるような対策が必要である。

【0047】もし、衛星の中継器の出力に限界がないなら図9のような従来の信号点等距離方式の一般の16~64QAMで実現できる。しかし、前述のように地上伝送と違い、衛星伝送では衛星の重量が増えると打ち上げコストが大幅に増大する。従って本体の中継器の出力限界と太陽電池の電力の限界から送信出力は制約されている。この状態はロケットの打ち上げコストが技術革新により安くない限り当分続く。送信出力は通信衛星の場合20W、放送衛星でも100W~200W程度である。従って、図9のような信号点等距離方式の16QAMで4PSKを伝送しようとした場合16QAMの振幅は $2A_1 = A_2$ であるから $3A_m$ 必要となり電力で表現すると9倍必要となる。両立性をもたせるために4PSKの9倍の電力が必要である。かつ4PSKの第1受信機も小型のアンテナで受信可能にしようすると、現在、計画されている衛星ではこれだけの出力を得ることは難しい。例えば40Wのシステムでは360W必要となり経済的に実現できなくなる。

【0048】ここで、考えてみると確かに全ての受信機が同じ大きさのアンテナの場合、同じ送信電力なら等距離信号点方式外地番効率がよい。しかし大きさの異なるアンテナの受信機群とを組合わせたシステムを考えてみると新たな伝送方式が構成できる。

【0049】これを具体的に述べると4PSKは小型のアンテナを用いた簡単で低コストの受信システムで受信させ受信者数を増やす。次に16QAMは中型アンテナを用いた高性能であるが高コストの多値復調受信システムで受信させ投資に見合ったHDTV等の高付加価値サービスを行い特定の受信者に対象を限定すればシステムとして成立する。こうすれば送信出力を若干増加させるだけで4PSKと16QAM、場合により64DMAを階層的に送信することができる。

【0050】例えば図10のように $A_1 = A_2$ となるように信号点間隔をとることにより、全送信出力を下げるができる。この場合4PSKを送信するための振幅 $A(4)$ はベクトル95で表現でき、 $2A_1^2$ の平方根となる。全体の振幅 $A(16)$ はベクトル96で表現でき $(A_1 + A_2)^2 + (B_1 + B_2)^2$ の平方根となる。

【0051】

$$|A(4)|^2 = A_1^2 + B_1^2 = A_m^2 + A_m^2 = 2A_m^2$$

$$|A(16)|^2 = (A_1 + A_2)^2 + (B_1 + B_2)^2 = 4A_m^2 + 4A_m^2 = 8A_m^2$$

$$|A(16)|/|A(4)| = 2$$

つまり、4 P S Kを送信する場合の2倍の振幅、4倍の送信エネルギーで送信できる。等距離信号点で伝送する一般的な受信機では変形16値Q A Mの復調はできないが A_1 と A_2 の2つの閾値を予め設定することにより第2受信機33で受信できる。図10の場合、第1分割信号点群91の中の信号点の最短距離は A_1 であり、4 P S Kの信号点間距離 $2 A_1$ と比べると $A_2 / 2 A_1$ なる。 $A_1 = A_2$ より1/2の信号点間距離となり、同じエラーレートを得ようとすると2倍の振幅の受信感度、エネルギーでは4倍の受信感度が必要となる。4倍の受信感度を得るには、第2受信機33のアンテナ32の半径 r_2 を第1受信機23のアンテナ22の半径 r_1 に比べて2倍すなわち $r_2 = 2 r_1$ にすればよい。例えば第1受信機23のアンテナが直径30cmなら第2受信機33のアンテナ直径を60cmにすれば実現できる。このことにより第2データ列の復調により、これをH D T Vの高域成分に割り当てればH D T V等の新たなサービスが同一チャンネルで可能となる。サービス内容が倍増することから受信者はアンテナと受信機の投資に見合った分のサービスを受けることができる。従って第2受信機33はその分高コストでもよい。ここで、4 P S Kのモード受信のために最低送信電力が決まっているため、図10の A_1 と A_2 の比率により4 P S Kの送信電力に対する変形16 A P S Kの送信電力比 n_{16} と第2受信機33のアンテナ半径 r_2 が決定する。

【0052】この最適化を計るため計算してみると、4 P S Kの最低必要な送信エネルギーは $\{(A_1 + A_2) / A_1\}^2$ 倍これを n_{16} と定義すると、変形16値Q A Mで受信するときの信号点間距離は A_2 、4 P S Kで受信するときの信号点間距離は $2 A_1$ 、信号点間距離の比率は $A_2 / 2 A_1$ 、であるから受信アンテナの半径を r_2 とすると図11のような関係となる。曲線101は送信エネルギー倍率 n_{16} と第2受信機23のアンテナ22の半径 r_2 の関係を表す。

【0053】点102は等距離信号点の場合の16 Q A Mを送信する場合で、前述のとおり9倍の送信エネルギーを必要とし実用的ではない。図11から n_{16} を5倍以上増やしても第2受信機23のアンテナ半径 r_2 はさほど小さくならないことがグラフからわかる。

【0054】衛星の場合、送信電力は限定されており、一定値以上はとれない。このことから n_{16} は5倍以下が望ましいことが明らかになる。この領域を図11の領域103の斜線で示す。例えばこの領域内なら例えば点104は送信エネルギー4倍で第2受信機23のアンテナ半径 r_2 は2倍になる。また、点105は送信エネルギーが2倍で r_2 は約5倍になる。これらは、実用化可能な範囲にある。

【0055】 n_{16} が5より小さいことを A_1 と A_2 で表現すると

$$n_{16} = ((A_1 + A_2) / A_1)^2 \leq 5$$

$$A_2 \leq 1.23 A_1$$

図10から分割信号点群間の距離を $2 A(4)$ 、最大振幅を $2 A(16)$ とすると、 $A(4)$ と $A(16) - A(4)$ は A_1 と A_2 に比例する

従って $\{A(16)\}^2 \leq 5 \{A(14)\}^2$ とすればよい

次に変形の64 A P S K変調を用いた例を示す。第3受信機43は、64値Q A M復調ができる。

【0056】図12のベクトル図は図10のベクトル図の分割信号点群を4値から16値に増加させた場合である。図12の第1分割信号点群91の中には信号点170を始めとして $4 \times 4 = 16$ 値の信号点が等間隔に配置されている。この場合、4 P S Kとの両用性をもたせるため送信振幅の $A_1 \geq A_m$ に設定しなければならない。第3受信機43のアンテナの半径を r_3 として、送信、出力信号 n_{64} と定義した場合の r_3 の値を、同様に求めて

$$r_3^2 = \{6^2 / (n - 1)\} r_1^2$$

となり、図13 64値Q A Mの半径 r_3 —出力倍数 n のようなグラフとなる。

【0057】ただし、図12のような配置では第2受信機33で受信した場合4 P S Kの2 b i tしか復調できないので第1、第2、第3の3つの両立性を成立させるには、第2受信機33に変形64値Q A M変調波から変形16値Q A Mを復調する機能をもたせることが望ましい。

【0058】図14のように3階層の信号点のグルーピングを行うことにより3つの受信機の両立性が成立する。第1象限だけで説明すると、第1分割信号点群91は第1データ列の2 b i tの(11)を割りあてたことは述べた。

【0059】次に、第1副分割信号点群181には第2データ列の2 b i tの(11)を割りあてる。第2副分割信号点群182には(01)を、第3副分割信号点群183には(00)を第4副分割信号点群184には(10)を割りあてる。このことは図7と等価である。

【0060】図15の第1象限のベクトル図を用いて第3データ列の信号点配置を詳しく説明すると例えば信号点201, 205, 209, 213を(11)、信号点202, 206, 210, 214を(01)、信号点203, 207, 211, 215を(00)、信号点204, 208, 212, 216を(10)とすれば、第3データ列の2 b i tのデータを第1データ、第2データと独立して、3階層の2 b i tデータが独立して伝送できる。

【0061】6 b i tのデータが送るだけでなく本発明の特徴として3つのレベルの性能の異なる受信機で、2 b i t, 4 b i t, 6 b i tの異なる伝送量のデータが伝送できしかも、3つの階層の伝送間の両立性をもたせることができる。

【0062】ここで、3階層伝送時の両立性をもたせる

10

20

30

40

50

ために必要な信号点の配置方法を説明する。

【0063】図15にあるように、まず、第1データ列のデータを第1受信機23で受信させるためには、 $A_1 \geq A_m$ であることはすでに述べた。

【0064】次に第2データ列の信号点、例えば図10の信号点91と図15の副分割信号点群の182, 183, 184の信号点と区別できるように信号点間距離を確保する必要がある。

【0065】図15では $2/3 A_2$ だけ離れた場合を示す。この場合第1副分割信号点群181の内部の信号点201, 202の信号点間距離は $A_2/6$ となる。第3受信機43で受信する場合に必要な受信エネルギーを計算する。この場合、アンテナ32の半径を r_3 として、必要な送信エネルギーを4PSK送信エネルギーの n 倍であると定義すると、 $r_3^2 = (1/2 r_1)^2 / (n-1)$ となる。

このグラフは図16の曲線221で表せる。例えば点222, 223の場合4PSK送信エネルギーの6倍の送信エネルギーが得られれば8倍の半径のアンテナで、また9倍の送信エネルギーなら6倍のアンテナで第1、第2、第3のデータ列が復調できることがわかる。この場合、第2データ列の信号点間距離が $2/3 A_2$ と近づくため $r_2^2 = (3/4 r_1)^2 / (n-1)$ となり曲線223のように若干第2受信機33のアンテナ32を大きくする必要がある。

【0066】この方法は、現時点のように衛星の送信エネルギーが小さい間は第1データ列と第2データ列を送り、衛星の送信エネルギーが大巾に増加した将来において第1受信機23や第2受信機33の受信データを損なうことなく、また改造することなく第3データ列を送ることができるという両立性と発展性の両面の大きな効果が得られる。

【0067】受信状態を説明するために、まず第2受信機33から述べる。前述の第1受信機23が本来半径 r_1 の小さいアンテナでデジタル送信機51の4PSK変調信号及び送信機1の第1データ列を復調できるように設定してあるのに対し、第2受信機33では送信機1の図10に示した16値の信号点つまり第2データ列の16QAMの2ビットの信号を完全に復調できる。第1データ列と合わせて4bitの信号を復調できる。この場合 A_1, A_2 の比率が送信機により異なる。このデータを図21の復調制御部231で設定し、復調回路に閾値を送る。これによりAM復調が可能となる。

【0068】図21の第2受信機33のブロック図と、図19の第1受信機23のブロック図はほぼ同じ構成である。違う点は、まずアンテナ32がアンテナ22より大きい半径 r_2 をもっている点にある。このため、より信号点間距離の短い信号を弁別できる。次に、復調器35の内部に復調制御部231と、第1データ列再生部232と第2データ列再生部233をもつ。第1識別再生

回路136は変形16QAMを復調するためAM復調機能をもっている。この場合、各搬送波は4値の値をもち、零レベルと±各2値の閾値をもつ。本発明の場合、変形16QAM信号のため、図22の信号ベクトル図のように閾値が送信機の送信出力により異なる。従って、 TH_{16} を基準化したスレシホールド値とすると、図22から明らかのように

$$TH_{16} = (A_1 + A_2/2) / (A_1 + A_2)$$

となる。

【0069】この A_1, A_2 もしくは TH_{16} 及び、多値変調の値 m の復調情報は、送信機1より、第1データ列の中に含めて送信される。また復調制御部231が受信信号を統計処理し復調情報を求める方法もとれる。

【0070】図26を用いてシフトファクター A_1/A_2 の比率を決定していく方法を説明する。 A_1/A_2 を変えると閾値が変わる。受信機側で設定した A_1/A_2 が送信機側で設定した A_1/A_2 の値から離れるに従いエラーは増える。図26の第2データ列再生部233からの復調信号を復調制御回路231にフィードバックしてエラーレートの減る方向にシフトファクター A_1/A_2 を制御することにより第3受信機43はシフトファクターを A_1/A_2 を復調しなくても済むため回路が簡単になる。また送信機は A_1/A_2 を送る必要がなくなり伝送容量が増えるという効果がある。これを第2受信機33に用いることもできる。復調制御回路231はメモリー231aを持つ。TV放送のチャンネル毎に異なるしきい値、つまりシフト比や信号点数や同期ルールを記憶し再びそのチャンネルを受信するとき、この値を呼び出すことにより受信が速く安定するという効果がある。

【0071】この復調情報が不明の場合、第2データ列の復調は困難となる。以下、(図24)のフローチャートを用いて説明する。

【0072】復調情報が得られない場合でもステップ313の4PSKの復調及びステップ301の第1データ列の復調はできる。そこで、ステップ302で第1データ列再生部232で得られる復調情報を復調制御部231に送る。復調制御部231はステップ303で m が4又は2ならステップ313の4PSKもしくは2PSKの復調を行う。NOならステップ304で m が8又は16ならステップ305へ向う。NOの場合はステップ310へ向う。ステップ305では TH_8 と TH_{16} の演算を行う。ステップ306で復調制御部231はAM復調の閾値 TH_{16} を第1識別再生回路136と第2識別再生回路137に送り、ステップ307、315で変形16QAMの復調と第2データ列の再生がなされる。ステップ308でエラーレートがチェックされ、悪い場合はステップ313に戻り、4PSK復調を行なう。

【0073】またこの場合、図22の信号点85, 83は $\cos(\omega t + n\pi/2)$ の角度上にあるが、信号点84, 86はこの角度上にない。従って図21の第2デ

ータ列再生部233より搬送波再生回路131へ第2データ列の搬送波送出情報を送り信号点84、86のタイミングの信号からは搬送波を抽出しないように設定してある。

【0074】第2データ列が復調不能な場合を想定して送信機1は第1データ列により搬送波タイミング信号を間欠的に送っている。この信号により第2データ列が復調できなくても、第1データ列のみでも信号点83、85がわかる。このため、搬送波再生回路131に搬送波送出情報を送ることにより搬送波が再生できる。

【0075】次に送信機1より、図23に示すような変形64QAMの信号が送られてきた場合、図24のフローチャートに戻るとステップ304でmが16でないか判断されステップ310でmが64以下かがチェックされ、ステップ311で等距離信号点方式でない場合、ステップ312に向かう。ここでは変形64QAM時の信号点間距離 TH_m を求めると

$$TH_m = (A_1 + A_2 / 2) / (A_1 + A_2)$$

であり、 TH_6 と同じである。しかし、信号点間距離が小さくなる。

【0076】第1副分割信号点群181の中にある信号点間の距離を A_3 とすると、第1副分割信号点群181と第2副分割信号点群182の距離は $(A_2 - 2A_3)$ 、基準化すると $(A_2 - 2A_3) / (A_1 + A_2)$ となる。これを d_m と定義すると、 d_m が第2受信機33の弁別能力 T_2 以下である場合、弁別できない。この場合、ステップ313で判断し、 d_m が許容範囲外であればステップ313の4PSKモードに入る。弁別範囲にある場合はステップ305へ向い、ステップ307の16QAMの復調を行う。ステップ308でエラーレートが大きい場合は、ステップ313の4PSKモードに入る。

【0077】この場合、送信機1が図25(a)に示すような信号点の変形8QAM信号を送信すれば、全ての信号点が $\cos(2\pi f + n \cdot \pi/4)$ の角度上にあるため、4通倍回路により、全ての搬送波が同じ位相に縮退されるため搬送波の再生が簡単になるという効果が生まれる。この場合、配慮をしていない4PSK受信機でも第1データ列の2bitは復調でき、第2受信機33では第2データ列の1bit 図25(a)と図25(b)の信号点配置図は極座標方向 (r, θ) にシフトした信号点を追加した場合のC-CDMの信号点を示す。さきに述べた直交座標上つまりXY方向に信号点をシフトさせたC-CDMを直交座標系C-CDMと呼び、極座標系つまり r, θ 方向に信号点をシフトさせたC-CDMを極座標系C-CDMを極座標系C-CDMと呼ぶ。

【0078】まず図25(a)の8PS-APSKの信号点配置図は、QPSKの4つの信号点の各々に極座標における半径 r 方向にシフトした信号点をもう1つずつ追加したものである。こうして、図25(a)に示すようにQPSKから8つの信号点をもつ極座標C-CDM

のAPSKが実現する。これは極座標上において極(Pole)をシフトさせた信号点を追加したAPSKであることからShifted Pole-APSK略してSP-APSKと呼ぶ。この場合、図139に示すようにシフトファクター S_1 を用いることによりQPSKに追加された信号点85の座標が定義できる。8PS-APSKの信号点は標準のQPSKの極座標 (r_0, θ_0) の信号点83を半径 r 方向に $S_1 r_0$ だけシフトさせた位置の信号点 $((S_1 + 1)r_0, \theta_0)$ を追加したものである。こうしてQPSKと同じ2bitのサブチャンネル1に1bitのサブチャンネル2が追加される。

【0079】また、図140のコンステレーション図に示すように、座標 (r_0, θ_0) 、 $(r_0 + S_1 r_0, \theta_0)$ の8つの信号点に半径 r 方向に $S_2 r_0$ だけシフトさせた信号点を追加することにより新たに $(r_0 + S_2 r_0, \theta_0)$ と $(r_0 + S_1 r_0 + S_2 r_0, \theta_0)$ の1bitの信号点が追加される。これは2種類の配置があるため1bitのサブチャンネルが得られる。これを16PS-APSKと呼び、2bitのサブチャンネル1と1bitのサブチャンネル2と1bitのサブチャンネル3をもつ。16PS-APSKも $\theta = 1/4(2n+1)\pi$ 上に信号点があるため図19で説明した通常のQPSK受信機で搬送波が再生できるため第2サブチャンネルは復調できないが2bitの第1サブチャンネルは復調できる。このように極座標方向にシフトするC-CDM方式はPSKとくに現在の衛星放送において主流であるQPSK受信機と互換性を保ちながら伝送情報量を拡張できるという効果がある。このためPSKを使った第一世代の衛星放送の視聴者を失うことなく第2世代のAPSKを使った多値変調の情報量の多い衛星放送へと互換性を保ちながら拡張できる。

【0080】図25(b)の場合の信号点は極座標における角度 $=\pi/8$ の上にある。これは16PSKの信号点の各象限4ケのつまり計16ケの信号点のうち各象限3ケつまり12ケの信号点に限定している。限定することにより、荒く見た場合、この3ケの信号点を一つの信号点とみなし全体で4個のQPSKの信号点とみなすことができる。こうして前述場合と同様に、QPSK受信機を用いて第1サブチャンネルを再生できる。

【0081】これらの信号点は $\theta = \pi/4$ 、 $\theta = \pi/4 + \pi/8$ 、 $\theta = \pi/4 - \pi/8$ の角度上に配置される。

つまり角度 $\pi/4$ 上にあるQPSKの信号点を極座標の角度方向に $\pm \pi/8$ シフトさせた信号点を追加したものである。 $\theta = \pi/4 \pm \pi/8$ の範囲にあるため、略々 θ PSKの $\theta = \pi/4$ 上の1つの信号点とみなせる。この場合のエラーレートは若干悪くなるが図19に示すQPSKの受信機23により4つの角度上の信号点とは弁別できるため復調でき2bitのデータが再生される。

【0082】角度シフトC-CDMの場合、角度が π/n 上にある場合、搬送波再生回路は、他の実施例と同様

に n 通倍回路により、搬送波は再生できる。また π/n 上にない場合は、他の実施例の場合と同様にキャリア情報を一定期間に数ヶ送ることにより、搬送波が再生できる。

【0083】また、図141に示すようにQPSK又は8-SP-APSKの信号点間の極座標における角度を $2\theta_0$ 、第1次角度シフトファクターを P_1 とすると信号点を2つに分割し角度 θ 方向に $\pm P_1\theta_0$ だけシフトさせることにより、QPSKの場合($r_0, \theta_0 + P_1\theta_0$)と($r_0, \theta_0 - P_1\theta_0$)の2つの信号点に分割され信号点10の数が倍になる。こうして1bitのサブチャンネル3が追加される。これを $P=P_1$ の8-SP-PSKと呼ぶ。図142に示すようにこの8-SP-PSKの信号点を半径 r 方向に S_1r_0 だけシフトさせた信号点を加えたものを16-SP-APSK(P, S_1 型)と呼ぶ。位相が同じである8PS-PSKによりサブチャンネル1, 2が再生できる。さて、ここで図25(b)に戻る。極座標系の角度シフトを用いたC-CDMは図141のようにPSKに適用できるため、第一世代の衛星放送にも用いることができる。しかし、第2世代のAPSKの衛星放送に用いた場合、図142に示すように極座標系C-CDMはグループ内の信号点の間隔を均一にとることができない。従って電力利用効率が悪い。一方直交座標時のC-CDMはPSKとの互換性がよくない。

【0084】図25(b)の方式は直交座標系と極座標系の双方に互換性をもつ。信号点を16PSKの角度上に配置しているため、16PSKにより復調できるとともに、信号点をグルーピングしてあるためQPSK受信機でも復調できる。また直交座標系にも配置してあるため16-SRQAMでも復調できる。QPSK、16PSK、16-SRQAMの3つの間の極座標系と直交座標系C-CDM間の互換性を実現しながら拡張できるといふ大きな効果がある方式である。itが再生でき、合計3bit再生できる。

【0085】次に第3受信機43について述べる。図26は第3受信機43のブロック図で、図21の第2受信機33とほぼ同じ構成となる。違う点は第3データ列再生部234が追加されていることと識別再生回路に8値の識別能力があることにある。アンテナ42の半径 r_3 が r_2 よりさらに大きくなるため、より信号点間距離の近い信号、例えば32値QAMや64値QAMも復調できる。このため、64値QAMを復調するため、第1識別再生回路136は検信号波に対し、8値のレベルを弁別する必要がある。この場合7つの閾値レベルが存在する。このうち1つは0のため1つの象限には3つの閾値が存在する。

【0086】図27の信号スペースダイアグラムに示すように、第1象限では3つの閾値が存在する。

【0087】図27に示すように3つの正規化された閾

値、 $TH1_m$ と $TH2_m$ と $TH3_m$ が存在する。

【0088】

$$TH1_m = (A_1 + A_3 / 2) / (A_1 + A_2)$$

$$TH2_m = (A_1 + A_2 / 2) / (A_1 + A_2)$$

$$TH3_m = (A_1 + A_2 - A_3 / 2) / (A_1 + A_2)$$

で表わせる。

【0089】この閾値により、位相検波した受信信号をAM復調することにより、図21で説明した第1データ列と第2データ列と同様に第3データ列のデータが復調される。図23のように第3データ列は例えば第1副分割信号群181の中の4つの信号点201、202、203、204の弁別により、4値つまり2bitとれる。こうして6bitつまり変形64値QAMの復調が可能となる。

【0090】この時の復調制御部231は第1データ列再生部232の第1データ列に含まれる復調情報により、 m, A_1, A_2, A_3 の値がわかるのでその閾値 $TH1_m$ と $TH2_m$ と $TH3_m$ を計算して第1識別再生回路136と第2識別再生回路137に送り、変形64QAM復調を確実に行うことができる。この場合復調情報にはスクランブルがかかっているため許可された受信者しか64QAMを復調できないようにすることもできる。図28は変形64QAMの復調制御部231のフローチャートを示す。(図24)の16値QAMのフローチャートと違う点のみを説明する。図28のステップ304よりステップ320になり $m=32$ ならステップ322の32値QAMを復調する。N0ならステップ321で $m=64$ か判別し、ステップ323で A_3 が設定値以下から再生できないため、ステップ305に向い、図24と同じフローチャートになり、変形16QAMの復調を行なう。ここでステップ323に戻ると、 A_3 が設定値以上ならステップ324で閾値の計算を行い、ステップ325で第1、第2識別再生回路へ3つの閾値を送りステップ326で変形64QAMの再生を行い、ステップ327で第1、第2、第3データの再生を行い、ステップ328でエラーレートが大きければステップ305に向い16QAM復調をして小さければ64QAM復調を継続する。

【0091】ここで、復調に重要な搬送波再生方式について述べる。本発明は変形16QAMや、変形64QAMの第1データ列を4PSK受信機で再生させるところに特徴の一つがある。この場合、通常の4PSK受信機を用いた場合は搬送波の再生が困難となり正常な復調ができない。これを防止するため送信機側と受信機側でいくつかの対策が必要となる。

【0092】本発明による方法として2通りの方式がある。第1の方式は一定規則に基づき間欠的に $(2n-1)\pi/4$ の角度上の信号点を送る方法である。第2の方式は $n\pi/8$ の角度上に略略、全ての信号点を配置し送信する方法である。

10

20

30

40

50

【0093】第一の方法は、図38に示したように4つの角度、 $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 、 $7\pi/4$ の角度上にある信号点例えば信号点83、85の信号を送る時、図38の送信信号のタイムチャート図の中のタイムスロット群451のうち斜線で示す間欠的に送られる同期タイムスロット452、453、454、455をある一定の規則に基づき設定する。そして、この期間中に必ず上記角度上の8つの信号点の中のひとつの信号点を送信する。それ以外のタイムスロットでは任意の信号点を送信する。そして送信機1は、このタイムスロットを送る上記の規則を図41に示すデータの同期タイミング情報部499に配置して送信する。

【0094】この場合の送信信号の内容を図41を用いてさらに詳しく説明すると同期タイムスロット452、453、454、455を含むタイムスロット群451は1つの単位データ列491、 D_n を構成する。

【0095】この信号には同期タイミング情報の規則に基づき間欠的に同期タイムスロットが配置されているので、この配置規則がわかれば、同期タイムスロットにある情報を抽出することにより搬送波再生は容易にできる。

【0096】一方データ列492のフレームの先頭部分には、Sで示す同期領域493がありこれは斜線で示す同期タイムスロットだけで構成されている。この構成により上記の搬送波再生用の抽出情報が多くなるので4PSK受信機の搬送波再生が確実にしかも早くできるという効果がある。

【0097】この同期領域493は、S1、S2、S3で示す同期部496、497、498、等を含み、この部分には、同期のためのユニークワードや前述の復調情報が入っている。さらに I_r で示す位相同期信号配置情報部499もあり、この中には、位相同期タイムスロットの配置間隔の情報や配置規則の情報等の情報が入っている。

【0098】位相同期タイムスロットの領域の信号点は特定の位相しかもたないため搬送波は4PSK受信機でも再生できるため、位相同期部配置情報 I_r の内容は確実に再生できるため、この情報入手後は搬送波を確実に再生できる。

【0099】図41の同期領域493の次に復調情報部501があり、変形多値QAM信号を復調するときに必要なスレシホールド電圧に関する復調情報が入っている。この情報は多値QAMの復調に重要なので、図41の同期領域502のように同期領域の中に復調情報502を入れると復調情報の入手がより確実になる。

【0100】図42はTDMA方式によりバースト状の信号を送る場合の信号配置図である。図41との違いはデータ列492、 D_n と他のデータ列との間にガードタイム521が設けられ、この期間中、送信信号は送信されない。またデータ列492の先頭部には同期をとるた

めの同期部522が設けられている。この期間中は前述の $(2n-1)\pi/4$ の位相の信号点しか送信されない。従って4PSKの復調器でも搬送波が再生できる。こうしてTDMA方式でも同期及び搬送波再生が可能となる。

【0101】次に図19の第1受信機23の搬送波再生方式について図43と図44を用いて詳しく述べる。図43において入力した受信信号は入力回路24に入り、同期検波回路541で同期検波された復調信号の1つは出力回路542に送られ出力され、第1データ列が再生される。抽出タイミング制御回路543で図41の位相同期部配置情報部499が再生され、どのタイミングで $(2n-1)\pi/4$ の位相同期部の信号が入ってくるかわかり、図44のような間欠的な位相同期制御信号561が送られる。復調信号は逡倍回路545に送られ、4逡倍されて搬送波再生制御回路54に送られる。図44の信号562のように真の位相情報563の信号とそれ以外の信号を含む。タイミングチャート564の中の斜線に示すように $(2n-1)\pi/4$ の位相の信号点からなる位相同期タイムスロット452が間欠的に含まれる。これを位相同期制御信号564を用いて搬送波再生制御回路544により、サンプリングすることにより位相標本信号565が得られる。これをサンプリングホールドすることにより、所定の位相信号566が得られる。この信号はループフィルタ546を通り、VCO547に送られ搬送波が再生され、同期検波回路541に送られる。こうして図39の斜線に示すような $(2n-1)\pi/4$ の位相の信号点が抽出される。この信号を基に4逡倍方式により正確な搬送波が再生できる。この時、複数の位相が再生されるが図41の同期部496にユニークワードを入れることにより、搬送波の絶対位相を特定できる。

【0102】図40のように変形64QAM信号を送信する場合、略略 $(2n-1)\pi/4$ の位相の斜線で示す位相同期領域471の中の信号点に対してのみ位相同期タイムスロット452、452b等を送信機は送る。このため通常の4PSK受信機では搬送波は再生できないが、4PSKの第1受信機23でも、本発明の搬送波再生回路を装備することにより搬送波が再生できるという効果がある。

【0103】以上はコスト方式の搬送波再生回路を用いた場合である。次に逆変調方式搬送波再生回路に本発明を用いた場合を説明する。

【0104】図45は本発明の逆変調方式搬送波再生回路を示す。入力回路24からの受信信号は同期検波回路541により、復調信号が再生される。一方、第1遅延回路591により遅延された入力信号は4相位変調器592において上記復調信号により逆復調され搬送波信号となる。搬送波再生制御回路544を通過できた上記搬送波信号は、位相比較器593に送られる。一方VCO

547からの再生搬送波は第2遅延回路594により、遅延され、位相比較器593で前述の逆変調搬送波信号と位相比較され、位相差信号はループフィルタ546を通してVCO547に供給され、受信搬送波と同位相の搬送波が再生される。この場合、図43のコスタス形搬送波再生回路と同様にして、抽出タイミング制御回路543は図39の斜線で示した領域の信号点のみの位相情報をサンプリングさせるので16QAMでも64QAMでも、第1受信機23の4PSKの変調器で搬送波を再生できる。

【0105】次に、16通倍方式により搬送波を再生する方式について述べる。図2の送信機1は、図46に示すように変形16QAMの信号点を $n\pi/8$ の位相に配置して変調および送信を行なう。図19の第1受信機23の方では、図48に示すような16通倍回路661をもつコスタス型の搬送波再生回路を用いることにより、搬送波が再生できる。16通倍回路661により、図46のような $n\pi/8$ の位相の信号点は第1象限に縮退されるためループフィルタ546とVCO541により搬送波が再生できる。ユニークワードを同期領域に配置することにより16相から絶対位相を抽出することもできる。

【0106】次に16通倍回路の構成を説明する。復調信号から和回路662と差回路663により、和信号、差信号を作り、乗算器664で掛け合わせて $\cos 2\theta$ をつくる。また乗算器665では $\sin 2\theta$ をつくる。これらを乗算器666で乗算し、 $\sin 4\theta$ をつくる。

【0107】 $\sin 2\theta$ と $\cos 2\theta$ から、同様にして、和回路667差回路668と乗算器670により $\sin 8\theta$ をつくる。和回路671と差回路672と乗算器により $\cos 8\theta$ をつくる。そして乗算器674により $\sin 16\theta$ をつくることにより16通倍ができる。

【0108】以上のような16通倍方式により、図46のような信号点配置をした変形16QAM信号の全ての信号点の搬送波を特定の信号点を抽出することなしに再生できるという大きな効果がある。

【0109】また図47のような配置をした変形64QAM信号の搬送波も再生できるが、いくつかの信号点は同期領域471より若干ずれているので、復調時エラーレートが増えてしまう。

【0110】この対策として2つの方法がある。1つは同期領域をはずれた信号点の信号を送信しないことである情報量は減るが構成は簡単になるという効果がある。もう1つは図38で説明したように同期タイムスロットを設けることである。タイムスロット群451の中の同期タイムスロットの期間中に斜線で示す $n\pi/8$ の位相の同期位相領域471、471a等の信号点を送ることにより、この期間中に正確に同期をとることができるため位相誤差がすくなくなる。

【0111】以上のようにして16通倍方式により、簡

単な受信機の構成で4PSK受信機により変形16QAMや変形64QAMの信号の搬送波を再生できるという大きな効果がある。また、さらに同期タイムスロットを設定した場合、変形64QAMの搬送波再生時の位相精度を上げるという効果が得られる。

【0112】以上詳しく述べたように本発明の伝送装置を用いることにより、1つの電波帯域で複数のデータを階層構造で同時に伝送することができる。

【0113】この場合に、一つの送信機に対し異なる受信感度と復調能力をもつ3つの階層の受信機を設定することにより、受信機の投資に見合ったデータ量を復調できるという特長がある。まず小さなアンテナと低分解能であるが低コストの第1受信機を購入した人受信者は第1データ列を復調再生できる。次に、中型のアンテナと中分解能の高コストの第2受信機を購入した受信者は第1、第2データ列を再生できる。また、大型のアンテナと高分解能の、かなり高コストの第3受信機を購入した人は第1、第2、第3データ列の全て復調再生できる。

【0114】もし第1受信機を家庭用デジタル衛星放送受信機にすれば多数の一般消費者に受け入れられるような低い価格で受信機を実現できる。第2受信機は当初は大型のアンテナを必要とする上に高コストのため消費者全般には受け入れられるものではないがHDTVを視聴したい人々には多少高くても意味がある。第3受信機は衛星出力が増加するまでの間かなり大型の産業用アンテナが必要で家庭用には現実的でなく産業用途に当初は適している。例えば超高解像HDTV信号を送り、衛星により各地の映画館に伝送すれば、映画館をビデオにより電子化できる。このばあい映画館やビデオシアターの運営コストが安くなるという効果もある。

【0115】以上のように本発明をTV伝送に応用した場合、3つの画質の映像サービスを1つの電波の周波数帯域で提供でき、しかもお互いに両立するという大きな効果がある。実施例では4PSK、変形8QAM、変形16QAM、変形64QAMの例を示したが、32QAMや256QAMでも実現できる。また、図58や図68(a)(b)のような4値もしくは8値のASK信号に適用することもできる。また、8PSK、16PSK、32PSKでも実施できる。また実施例では衛星伝送の例を示したが地上伝送や有線伝送でも同様にして実現できることはいうまでもない。

【0116】(実施例2) 実施例2は実施例1で説明した物理階層構造をエラー訂正能力の差別化等により論理的にさらに分割し、論理的な階層構造を追加したものである。実施例1の場合それぞれの階層チャンネルは電気信号レベルつまり物理的な復調能力が異なる。これに対し実施例2ではエラー訂正能力等の論理的な再生能力が異なる。具体的には例えば D_1 の階層チャンネルの中のデータを例えば D_{1-1} と D_{1-2} の2つに分割し、この分割データの1つ例えば D_{1-1} データのエラー訂正能力をD

D_{1-2} データより高め、エラー訂正能力を差別化することより、復調再生時に D_{1-1} と D_{1-2} のデータのエラー後調能力が異なるため、送信信号の C/N 値を低くしていった場合、 D_{1-2} が再生できない信号レベルにおいても D_{1-1} は設定したエラーレート内に収まり原信号を再生できる。これは論理的な階層構造ということができる。

【0117】つまり、変調階層チャンネルのデータを分割し、誤り訂正符号と積符号の使用等の誤り訂正の符号間距離の大きさを差別化することにより誤り訂正能力による論理的な階層構造が追加され、さらに細かい階層伝送が可能となる。

【0118】これを用いると、 D_1 チャンネルは D_{1-1} , D_{1-2} の2つのサブチャンネル、 D_2 チャンネルは D_{2-1} , D_{2-2} の2つのサブチャンネルに増える。

【0119】これを入力信号の C/N 値と階層チャンネル番号の図87を用いて説明すると、階層チャンネル D_{1-1} は最も低い入力信号で再生できる。この CN 値を d とすると、 $CN=d$ の時、 D_{1-1} は再生されるが D_{1-2} , D_{2-1} , D_{2-2} は再生されない。次に $CN=C$ 以上になると D_{1-2} がさらに再生され、 $CN=b$ の時 D_{2-1} が加わり、 $CN=a$ の時 D_{2-2} が加わる。このように CN が上がるにつれて、再生可能な階層の総数が増えていく。逆をいうと CN が下がるにつれて、再生可能な階層の総数が減っていく。これを図86の伝送距離と再生可能 CN 値の図で説明する。一般的に図86実線861に示すように伝送距離が長くなるに従い、受信信号の C/N 値は低下する。図85で説明した $CN=a$ となる地点の送信アンテナからの距離を L_a とし、 $CN=b$ では L_b , $CN=C$ では L_c , $CN=d$ では L_d , $CN=e$ では L_e となるとする。送信アンテナより L_d の距離より近い地域は図85で説明したように D_{1-1} チャンネルのみが再生できる。この D_{1-1} の受信可能範囲を斜線の領域862で示す。図から明らかなように D_{1-1} チャンネルは一番広い領域で再生できる。同様にして D_{1-2} チャンネルは送信アンテナより距離 L_c 以内の領域863で再生できる。距離 L_c 以内の範囲では領域862も含まれるため D_{1-1} チャンネルも再生できる。同様にして領域864では D_{2-1} チャンネルが再生でき、領域865では D_{2-2} チャンネルが再生可能となる。このようにして、 CN 値の劣化に伴いない伝送チャンネルが段階的に減少する階層型伝送ができる。データ構造を分離して階層構造にし、本発明の多値伝送を用いることにより、アナログ伝送のように C/N の劣化に伴いデータ量が次第に減少する階層型の伝送が可能となるという効果がある。

【0120】次に、具体的な構成を述べる。ここでは物理階層2層、論理階層2層の実施例を述べる。図87は送信機1のブロック図である。基本的には実施例1で説明した図2の送信機のブロック図と同じなので詳しい説明は省略するが、エラー訂正符号エンコーダが付加されている点異なる。これを ECC エンコーダと略す。分

離回路3は1-1、1-2、2-1、2-2の4つの出力をもち、入力信号を D_{1-1} 、 D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} の4つの信号に分離して出力する。このうち、 D_{1-1} 、 D_{1-2} 信号は第1 ECC エンコーダ871aに入力され、各々、主 ECC エンコーダ872aと副 ECC エンコーダ873aに送られ、誤り訂正の符号化がなされる。

【0121】ここで主 ECC エンコーダ872aは副 ECC エンコーダ873aよりも強力なエラー訂正能力をもっている。このため、図85の CN -階層チャンネルのグラフで説明したように、復調再生時、 D_{1-1} チャンネルは D_{1-2} チャンネルより低い C/N 値においても D_{1-1} は基準エラーレート以下で再生できる。 D_{1-1} は D_{1-2} より C/N の低下に強い論理的な階層構造となっている。誤り訂正された D_{1-1} 、 D_{1-2} 信号は合成器874aで D_1 信号に合成され、変調器4に入力される。一方、 D_{2-1} 、 D_{2-2} 信号は第2 ECC エンコーダ871bの中の各々主エンコーダ872bと副 ECC エンコーダ873bにより誤り訂正符号化され合成器874bにより D_2 信号に合成され、変調器4により入力される。主 ECC エンコーダ872bは副 ECC エンコーダ873bよりエラー訂正能力が高い。この場合、変調器4は D_1 信号、 D_2 信号より階層型の変調信号を作り、送信部5より送信される。以上のように図87の送信機1はまず実施例1で説明した変調による D_1 、 D_2 の2層の物理階層構造をもっている。この説明は既に述べた。次に、エラー訂正能力の差別化により D_{1-1} と D_{1-2} 又は D_{2-1} 、 D_{2-2} の各々2層の論理的階層構造をもっている。

【0122】次にこの信号を受信する状態を説明する。図88は受信機のブロック図である。図87の送信機の送信信号を受信した第2受信機33の基本構成は、実施例1の図21で説明した第2受信機33とほぼ同じ構成である。 ECC デコーダ876a、876bを追加した点異なる。この場合、 QAM 変復調の例を示すが、図58や図68(a)(b)のような4値もしくは8値の VSB 等の ASK 信号に適用することもできる。また、 PSK 、 FSK 変復調でもよい。

【0123】さて、図88において、受信された信号は復調器35により D_1 、 D_2 信号として再生され分離器3a、3bにより、各々 D_{1-1} と D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} の4つの信号がつけられ、第1 ECC デコーダ876aと第2 ECC デコーダ876bに入力される。第1 ECC デコーダ876aでは、 D_{1-1} 信号が主 ECC デコーダ877aにより誤り訂正されて合成部37に送られる。一方、 D_{1-2} 信号は副 ECC デコーダ878aにより誤り訂正され合成部37に送られる。同様にして第2 ECC デコーダ876bにおいて D_{2-1} 信号は主 ECC デコーダ877bにおいて、 D_{2-2} 信号は副 ECC デコーダ878bにおいて誤り訂正され、合成部37に入力される。誤り訂正された D_{1-1} 、 D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} 信号は合成部37において1つの信号となり出力部36より出

力される。

【0124】この場合、論理階層構造により D_{i-1} は D_{i-2} より、また D_{2-1} は D_{2-2} より誤り訂正能力が高いため図85で説明したように、入力信号の C/N 値がより低い状態においても所定の誤り率が得られ、原信号を再生できる。

【0125】具体的にHigh Code Gainの主ECCデコーダ877a、877bとLow Code Gainの副ECCデコーダ878a、878bの間に誤り訂正能力の差別化を行う方法を述べる。副ECCデコーダに図165(b)のECC Decoderの図に示すようなリードソロモン符号やBCH符号のような標準的な符号間距離の符号化方式を用いた場合、主ECCデコーダにリードソロモン符号とリードソロモン符号の両者の積符号や長符号化方式や図128(d)

(e)(f)に示すTrellis Decoder 744p、744q、744rを用いた誤り訂正の符号間距離の大きい符号化方式を用いることにより誤り訂正能力つまりCode Gainに差をつけることができる。こうして論理的階層構造を実現できる。符号間距離を大きくする方法は様々な方法が知られているため他の方式に関しては省略する。本発明は基本的にはどの方式も適用できる。

【0126】また図160、図167のブロック図に示すように送信部にインターリーバ744Kを、受信部にデインターリーバ759K、936bを設け、図168(a)のInter leave Table 954により、インターリーブをかけ、デインターリーバ936bのデインターリーブRAM 936xで、デコードすることにより、伝送系のバーストエラーに対して強い伝送が可能となり、画像が安定する。

【0127】ここで論理的な階層構造を図89の C/N と誤り訂正後のエラーレートの関係図を用いて説明する。図89において、直線881は D_{i-1} チャンネルの C/N とエラーレートの関係を示し、直線882は D_{i-2} チャンネルの C/N と訂正後のエラーレートの関係を示す。

【0128】入力信号の C/N 値が小さくなればなる程、訂正後のデータのエラーレートは大きくなる。一定の C/N 値以下では誤り訂正後のエラーレートがシステム設計時の基準エラーレート E_{th} 以下に収まらず原データが正常に再生されない。さて、図89において徐々に C/N を上げてゆくと D_{i-1} 信号の直線881が示すように C/N が e 以下の場合 D_{i-1} チャンネルの復調ができない。 $e \leq C/N < d$ の場合 D_{i-1} チャンネルの復調はできるが、 D_{i-1} チャンネルのエラーレートは E_{th} を上回り、原データを正常に再生できない。

【0129】 $C/N = d$ の時、 D_{i-1} は誤り訂正能力が D_{i-2} より高いため、誤り訂正後のエラーレートは点885dに示すように E_{th} 以下になり、データを再生できる。一方、 D_{i-2} の誤り訂正能力は D_{i-1} ほど高くない

ため訂正後のエラーレートが D_{i-1} ほど低くないため訂正後のエラーレートが E_{th} を上回るため再生できない。従ってこの場合 D_{i-1} のみが再生できる。

【0130】 C/N が向上して $C/N = C$ になった時、 D_{i-2} の誤り訂正後のエラーレートが点885cに示すように E_{th} に達するため、再生可能となる。この時点では D_{2-1} 、 D_{2-2} つまり D_2 チャンネルの復調は不確実な状況にある。 C/N の向上に伴い、 $C/N = b'$ において D_2 チャンネルが確実に復調できるようになる。

10 【0131】さらに C/N が向上し $C/N = b$ になった時点で、 D_{2-1} のエラーレートが点885bに示すように E_{th} まで減少し、 D_{2-1} が再生できるようになる。この時、 D_{2-2} のエラーレートは E_{th} より大きい再生できない。 $C/N = a$ になって点885aに示すように D_{2-2} のエラーレートが E_{th} にまで減少し D_{2-2} チャンネルが再生できるようになる。

20 【0132】このようにして、誤り訂正能力の差別化を用いることにより物理階層 D_1 、 D_2 チャンネルをさらに2層の論理階層を2分割し、計4層の階層伝送ができるという効果が得られる。

30 【0133】この場合、データ構造を高階層のデータが欠落しても原信号の一部が再生できるような階層構造にし、本発明の多値伝送と組み合わせることにより、アナログ伝送のように C/N の劣化に伴いデータ量が次第に減少する階層型伝送が可能となるという効果がある。特に、近年の画像圧縮技術は急速に進歩しているため、画像圧縮データを階層構造とし階層伝送と組み合わせた場合、同一地点間において、アナログ伝送よりはるかに高画質の映像を伝送すると同時に、アナログ伝送のように段階的に受信信号レベルに応じて画質を低くしながら広い地域で受信できる。このように従来のデジタル映像伝送にはなかった階層伝送の効果をデジタルによる高画質を保ちながら得ることができる。

40 【0134】また、画像Segmentデータのアドレスデータや画像圧縮時の基準画像データや、図66のラスクラムブル部に示すスクラムブル解除データや、フレーム同期信号等のHDTV信号の画像伸長に最も重要なデータをHigh Priority Data D_{i-1} として図88、図133、図170、図172のHigh code GainのECC Encoder 743aで送信し、受信機43のHigh code gainのECC Decoder 758で受信する。この方式では C/N が劣化して、信号のエラーレートが増えてもHigh Priority Data D_{i-1} のエラーレートはさほど増えないため、デジタル映像特有の致命的な画質の破壊は防げ、往々に画質が劣化するGraceful Degradationの効果が得られる。図133、図170の変調部749、復調部760は前述の16QAM、32QAMでも、後の実施例4で述べる図57の4VSBや図68の8VSB

でも8PSKでもGraceful Degradationの効果が得られる。

【0135】また、図133、図156に示すように、High Priority Dataを2nd data stream input 744の中のECC Encoder 744aとTrellis Encoder 744bでHigh code gainの誤り符号化を行い、Low Priority dataをECC encoder 743aのみでLow code gainの誤り符号化を行うことにより、受信時のHigh Priority dataとLow Priority dataのエラーレートを大きく差をつけることができる。このため伝送系の大巾なC/Nの劣化に対しても、High Priority Dataは受信できるため、自動車TV受信機のように受信条件の悪い受信機のようにC/Nの劣化が激しい用途においても、Low Priority Dataの劣化に伴い、画質は劣化する。しかしHigh Priority Dataは再生されるため画素ブロックの配置情報は再生されるため、画像が破壊されることなく、解像度やノイズが劣化した画像が得られ、視聴者はTV番組をみることが可能となるという著しい効果が得られる。

【0136】(実施例3) 以下本発明の第3の実施例について図面を参照しながら説明する。

【0137】図29は実施例3の全体図である。実施例3は本発明の伝送装置をデジタルTV放送システムに用いた例を示し、超高解像度の入力映像402は、第1画像エンコーダー401の入力部403に入力し、分離回路404により、第1データ列と第2データ列と第3データ列に分離され、圧縮回路405により圧縮され出力される。

【0138】他の入力映像406、407、408は各々第1画像エンコーダー401と同様の構成の第2画像エンコーダー409、410、411により圧縮され出力される。

【0139】これらの4組のデータのうち、第1データ列の4組の信号は、多重器412の第1多重器413によりTDM方式等の時間的に多重化されて、第1データ列として、送信機1に送られる。

【0140】第2データ列の信号群の全部もしくは1部は多重器414により多重化され、第2データ列として送信機1に送られる。また、第3データ列の信号群の全部もしくは1部は多重器415により多重化され、第3データ列として送信機1に送られる。

【0141】これらを受けて送信機1では3つのデータ列を変調器4により実施例1で述べた変調を行い、送信部5によりアンテナ6と伝送路7により、衛星10に送り中継器12により、第1受信機23等の3種の受信機に送られる。

【0142】第1受信機23では伝送路21により半径

r_1 の小径のアンテナ22で受けて、受信信号の中の第1データ列のみを第1データ列再生部232で再生し、第1画像デコーダー421によりNTSC信号もしくはワイドNTSC信号等の低解像度の映像出力425と426を再生し出力させる。

【0143】第2受信機33では、半径 r_2 の中径のアンテナ32で受けて、第1データ列再生部232と第2データ列再生部233により第1データ列と第2データ列を再生し、第2画像デコーダー422により、HDTV信号等の高解像度の映像出力427もしくは映像出力425、426を再生し出力させる。

【0144】第3受信機43では、半径 r_3 の大径のアンテナ33で受けて、第1データ列再生部232と第2データ列再生部233と第3データ列再生部234により、第1データ列と第2データ列と第3データ列を再生し、ビデオシアターや映画館用の超高解像度HDTV等の超高解像度の映像出力428を出力する。映像出力425、4266、427も出力できる。一般のデジタルTV放送は、デジタル送信機51から放送され、第1受信機23で受信した場合、NTSC等の低解像度の映像出力426として出力される。

【0145】では、次に図30の第1画像エンコーダー401のブロック図に基ずき、構成を詳しく述べる。超高解像度の映像信号は入力部403に入力され、分離回路404に送られる。分離回路404ではサブバンドコーディング方式により4つの信号に分離する。QMF等の水平ローパスフィルタ451と水平ハイパスフィルタ452により、水平低域成分と水平高域成分に分離され、サブサンプリング部453、454により、各々の成分はサンプリングレートを半分にした後、水平低域成分は垂直ローパスフィルタ455と垂直ハイパスフィルタ456により、各々水平低域垂直低域信号、略して $H_L V_L$ 信号と水平低域垂直高域信号、略して $H_L V_H$ 信号に分離され、サブサンプリング部457と458により、サンプリングレートを落として圧縮部405に送られる。

【0146】水平高域成分は、垂直ローパスフィルタ459と垂直ハイパスフィルタ460により、水平高域垂直低域信号、略して $H_H V_L$ 信号と、水平高域垂直高域信号、略して $H_H V_H$ 信号に分離され、サブサンプリング部461、462によりサンプリングレートを下げて、圧縮部405に送られる。

【0147】圧縮部405では $H_L V_L$ 信号を第1圧縮部471でDCT等の最適の圧縮を行い第1出力部472より第1データ列として出力する。

【0148】 $H_L V_H$ 信号は第2圧縮部473で圧縮され第2出力部464に送られる。 $H_H V_L$ 信号は第3圧縮部463により圧縮され第2出力部464へ送られる。 $H_H V_H$ 信号は分離回路465により高解像度映像記号($H_H V_H 1$)と超高解像度映像信号($H_H V_H 2$)に分けら

れ、 $H_1 V_1$ 1は第2出力部464へ、 $H_1 V_1$ 2は第3出力部468へ送られる。

【0149】次に図31を用いて第1画像デコーダ421を説明する。第1画像デコーダ421は第1受信機23からの出力、第1データ列つまり D_1 を入力部501に入力しデスクランブル部502によりスクランブルを解いた後伸長部503により、前述の $H_1 V_1$ 信号に伸長した後画面比率変更回路504と出力部505により画面比率を変更してNTSC信号の画像506、NTSC信号でストライプ画面の画像507、ワイドTVのフル画面の画像508もしくは、ワイドTVのサイドパネル画面の画像509を出力する。この場合、ノンインタレースもしくはインタレースの2つの走査線のタイプが選べる。走査線もNTSCの場合525本と二重描画による1050本が得られる。また、デジタル送信機51からの4PSKの一般のデジタルTV放送を受信した場合は、第1受信機23と第1画像デコーダ421によりTV画像を復調、再生できる。次に図32の第2画像デコーダのブロック図を用いて第2画像デコーダを説明する。まず第2受信機33からの D_1 信号は第1入力部521より入力し、第1伸長部522で伸長され、オーバーサンプリング部523により2倍のサンプリングレートになり垂直ローパスフィルタ524により、 $H_1 V_1$ 信号が再生される。 D_2 信号は第2入力部530より入力し、分離回路531により3つの信号に分離され、第2伸長部532と第3伸長部533と、第3伸長部534により各々伸長及び、デスクランブルされ、オーバーサンプリング部535、536、537により2倍のサンプリングレートとなり、垂直ハイパスフィルタ538、垂直ローパスフィルタ539、垂直ハイパスフィルタ540により送られる。 $H_1 V_1$ 信号と $H_1 V_1$ 信号は加算器525で加算され、オーバーサンプリング部541と水平ローパスフィルタ542により水平低域映像信号となり、加算器543に送られる。 $H_1 V_1$ 信号と $H_1 V_1$ 1信号は加算器526により加算され、オーバーサンプリング部544と水平ハイパスフィルタ545により水平高域映像信号になり加算器543によりHDTV等の高解像度映像信号HD信号となり出力部546からHDTV等の画像出力547が出力される。場合によりNTSC信号も出力される。

【0150】図33は第3画像デコーダのブロック図で D_1 信号は第1入力部521から D_2 信号は第2入力部530から入力し高域画像デコーダ527により前述の手順でHD信号が再生される。 D_3 信号は第3入力部551より入力し超高域部画像デコーダ552により伸長、デスクランブル、および合成され $H_1 V_1$ 2信号が再生される。この信号はHD信号と合成器553で合成され超高解像度TV信号、S-HD信号となり出力部554より超高解像度映像信号555が出力される。

【0151】次に図29の説明で触れた多重器401の

具体的な多重化方法について述べる。

【0152】図34はデータ配列図であり、第1データ列、 D_1 と第2データ列、 D_2 と第3データ列 D_3 に6つのNTSCチャンネルL1、L2、L3、L4、L5、L6と6つのHDTVチャンネルM1～M6と6つのS-HDTVチャンネルH1～H6をTの期間中に、時間軸上にどう配置するかを描いたものである。図34はまずTの期間に D_1 信号にL1からL6をTDM方式等で時間多重により配置するものである。 D_1 のドメイン601に第1チャンネルの $H_1 V_1$ 信号を送る。次に D_2 信号のドメイン602には第1チャンネルに相当する時間領域に第1チャンネルのHDTVとNTSCとの差分情報M1つまり、前述の $H_1 V_1$ 信号と $H_1 V_1$ 信号と $H_1 V_1$ 1信号を送る。また D_3 信号のドメイン603には第1チャンネルのスーパーHDTV差分情報H1、すなわち図30で説明した $H_1 V_1$ -2H1を送る。

【0153】ここで第1チャンネルのTV局を選択した場合を説明する。まず小型アンテナと第1受信機23と第1画像デコーダ421のシステムをもつ一般の受信者は図31のNTSCもしくはワイドNTSCのTV信号が得られる。次に中型アンテナと第2受信機33と第2画像エンコーダ422をもつ特定の受信者はチャンネル1を選択した場合第1データ列、 D_1 のドメイン601と第2データ列、 D_2 のドメイン602の信号を合成してチャンネル1のNTSC番組と同じ番組内容のHDTV信号を得る。

【0154】大型アンテナと多値復調できる第3受信機43と第3画像デコーダ423をもつ映画館等の一部の受信者は D_1 のドメイン601と D_2 のドメイン602と D_3 のドメイン603の信号を合成し、チャンネル1のNTSCと同じ番組内容で映画館用の画質の超解像度HDTV信号を得る。2から3までの他のチャンネルも同様に再生される。

【0155】図35は別のドメインの構成である。まずNTSCの第1チャンネルはL1に配置されている。このL1は D_1 信号の第1タイムドメインのドメイン601の位置にあり、先頭部にNTSC間のデスクランブル情報と実施例1で説明した復調情報を含む情報S11が入っている。次にHDTVの第1チャンネルはL1とM1に分割されて入っている。M1はHDTVとNTSCとの差分情報であり、 D_2 のドメイン602とドメイン611の両方に入っている。この場合6MbpsのNTSC圧縮信号を採用しL1に収容すると、M1の帯域は2倍の12Mbpsになる。L1とM1とを合わせると18Mbpsの帯域が第2受信機33と第2画像デコーダ423から復調再生可能である。一方、現在提案されている圧縮方法を用い約15Mbpsの帯域でHDTV圧縮信号を実現することができる。従って図35の配置でチャンネル1でHDTVとNTSCを同時に放送できる。この場合チャンネル2ではHDTVの再生はできな

い。S21はHDTVのデスクランブル情報である。また、スーパーHDTV信号はL1とM1とH1に分割して放送される。スーパーHDTVの差分情報はD3のドメイン603、612、613を用い、NTSCを6Mbpsに設定した場合、合計36Mbps送れ、圧縮を高くすれば映画館用画質の走査線約2000本のスーパーHDTV信号も伝送できる。

【0156】図36の配置図はD3で6つのタイムドメインを占有させスーパーHDTV信号を伝送した場合を示す。NTSC圧縮信号を6Mbpsに設定した場合9倍の54Mbpsが伝送できる。このためより高画質のスーパーHDTVを伝送できる。

【0157】以上は、送信信号の電波の水平もしくは垂直の偏波面の片方を利用する場合である。ここで水平と垂直の2つの偏波面を使うことにより、周波数利用効率は2倍となる。以下に説明をする。

【0158】図49は第1データ列の水平偏波信号 D_{v1} と垂直偏波信号 D_{h1} 及び第2データ列の同じく D_{v2} と D_{h2} 、第3データ列の D_{v3} と D_{h3} の信号配置図を示す。この場合、第1データ列の垂直偏波信号 D_{v1} にNTSC等の低域TV信号が入っており第1データ列の水平偏波信号 D_{h1} に高域TV信号が入っている。従って、垂直偏波アンテナしかもっていない第1受信機23は、NTSC等の低域信号を再生できる。一方、垂直、水平の両方向の偏波アンテナをもつ第1受信機23は、例えば、L1とM1信号を合成しHDTV信号を得ることができる。つまり、第1受信機23を用いた場合、アンテナの能力により、一方ではNTSCが、他方ではNTSCとHDTVが再生できるため2方式が両立するという大きな効果がある。

【0159】図50はTDMA方式にした場合で、各データバースト721の先頭部に同期部731とカード部741が設けられている。又、フレームの先頭部には同期情報部720が設けられている。この場合は、各タイムスロット群が、各々1つのチャンネルが割りあてられている。例えば、第1タイムスロット750で第1チャンネルの全く同じ番組のNTSC、HDTV、スーパーHDTVを送ることができる。各々のタイムスロット750～750eが完全に独立している。従って特定の放送局が特定のタイムスロットを用いてTDMA方式で放送する場合、他局と独立してNTSC、HDTV、スーパーHDTVの放送ができるという効果がある。又、受信側も水平偏波アンテナで第1受信機23をもつ構成の場合NTSC-TV信号を両偏波アンテナなら、HDTVを再生できる。第2受信機33にすると低解像度のスーパーHDTVを再生できる。第3受信機43にするとスーパーHDTV信号を完全に再生できる。以上のように両立性のある放送システムを構築出来る。この場合、図50のような配置で、バースト状のTDMA方式でなく、図49のような連続信号の時間多重も可能である。

また図51に示すような信号配置にすればより高解度のHDTV信号を再生できる。

【0160】以上述べたように実施例3により超高解像度型HDTV、HDTVとNTSC-TVの3つの信号の両立性のあるデジタルTV放送が可能になるという顕著な効果がある。とくに映画館等に伝送した場合、映像を電子化することができるという新たな効果がある。

【0161】ここで、本発明による変形QAMをSRQAMと呼び、具体的なエラーレートについて述べる。

【0162】まず、16SRQAMのエラーレートを計算する。図99は16SRQAMの信号点のベクトル図である。第1象限において、16QAMの場合、信号点83a、83b、84a、85、83a等の各16ヶの信号点の間隔は等間隔であり、全て 2δ である。

【0163】16QAMの信号点83aは座標軸のI軸、Q軸より δ の距離にある。ここで16SRQAMにする場合、 n をシフト値と定義すると、信号点83aはシフトして、座標軸からの距離を $n\delta$ の位置の信号点83へ移動させる。この場合 n は

$0 < n < 3$

である。また他の信号点84a、86aもシフトして信号点84、86の位置に移動する。

【0164】第1データ列の誤り率を P_{e1} とすると

【0165】

【数1】

$$P_{e1-16} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{n\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{3\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) \\ = \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(\frac{n\sqrt{p}}{\sqrt{9+n^2}} \right)$$

30

【0166】第2データ列の誤り率を P_{e2} とすると

【0167】

【数2】

$$P_{e2-16} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\frac{3n}{2}\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) \\ = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{\frac{3n}{2}\delta}{2\sqrt{9+n^2}\sqrt{p}} \right)$$

40

【0168】となる。次に36SRQAMもしくは32SRQAMのエラーレートを計算する。図100は36SRQAMの信号ベクトル図である。第1象限において36QAMの信号点間距離は 2δ であると定義する。

【0169】36QAMの信号点83aは座標軸より δ の距離にある。この信号点83aは36SRQAMになると信号点83の位置にシフトし、座標軸より $n\delta$ の距離となる。各々の信号点はシフトして信号点83、84、85、86、97、98、99、100、101となる。9ヶの信号点からなる信号点群90を一つの信号点とみなして、変形4PSK受信機で受信し、第1デー

50

タ列 D_1 のみ一再生した場合の誤り率を Pe_1 とし、信号点群90の中の9個の信号点を各々弁別し、第2データ列 D_2 を再生した場合の誤り率を Pe_2 とすると

【0170】

【数3】

$$\begin{aligned} Pe_{1-32} &= \frac{1}{6} \operatorname{erfc} \left(\frac{n\delta}{\sqrt{2\sigma}} \right) \\ &= \frac{1}{6} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{6\rho}{5}} \times \frac{n}{\sqrt{n^2+2n+25}} \right) \\ Pe_{2-32} &= \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left(\frac{5-n}{4\sqrt{22}} \times \frac{\delta}{p} \right) \\ &= \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3\rho}{40}} \times \frac{5-n}{\sqrt{n^2+2n+25}} \right) \end{aligned}$$

【0171】となる。この場合、図101の C/N ～エラーレート図はエラーレート Pe と伝送系の C/N との関係を計算した一例を示す。曲線900は比較のため従来方式の32QAMのエラーレートを示す。直線905はエラーレートが10の -1.5 乗の直線を示す。本発明のSRQAMのシフト量 n を1.5とした場合の第1階層 D_1 のエラーレートは曲線901aとなり、エラーレートが10 $^{-1.5}$ において曲線900の32QAMに対して C/N 値が5dB下がっても D_1 は同等のエラーレートで再生できるという効果がある。

【0172】次に $n=1.5$ の場合の第2階層 D_2 のエラーレートは曲線902aで示される。エラーレートが10 $^{-1.5}$ において、曲線900に示す32QAMに比べて C/N を2.5dB上げないと同等のエラーレートで再生できない。曲線901b、曲線902bは $n=2.0$ の場合の D_1 、 D_2 を示す。曲線902cは D_2 を示す。これをまとめると、エラーレートが10の -1.5 乗の値において22 $n=1.5$ 、2.0、2.5の時、32QAMに比べて各々 D_1 は5、8、10dB改善され、 D_2 は2.5dB劣化する。

【0173】32SRQAMの場合にシフト量 n を変化させた場合に所定のエラーレートを得るのに必要な第1データ列 D_1 と第2データ列 D_2 の C/N 値を図103のシフト量 n と C/N の関係図で示す。図103をみると明らかなように、 n が0.8以上であれば、階層伝送つまり第1データ列 D_1 と第2データ列 D_2 の伝送に必要な C/N 値の差が生まれ、本発明の効果が生じることがわかる。従って、32SRQAMの場合 $n>0.85$ の条件下で効果がある。16SRQAMの場合のエラーレートは図102の C/N とエラーレートの関係図のようになる。

【0174】図102において曲線900は16QAMのエラーレートを示す。曲線901a、901b、901cは各々第1データ列 D_1 の $n=1.2$ 、1.5、1.8の場合のエラーレートを示す。曲線902a、902b、902cは各々第2データ列 D_2 の $n=1.$

2、1.5、1.8の場合のエラーレートを示す。

【0175】図104のシフト量 n と C/N の関係図は16SRQAMの場合にシフト量 n を変化させた場合に特定のエラーレートを得るのに必要な第1データ列 D_1 と第2データ列 D_2 の C/N の値を示したものである。図104から明らかなように16SRQAMの場合 $n>0.9$ であれば本発明の階層伝送が可能となることがわかる。以上から $n>0.9$ なら階層伝送が成立する。

【0176】ここで具体的にデジタルTVの地上放送に本発明のSRQAMを適用した場合の一例を示す。図105は地上放送時の送信アンテナと受信アンテナとの距離と、信号レベルとの関係図を示す。曲線911は送信アンテナの高さが1250ftの場合の受信アンテナの信号レベルを示す。まず、現在検討が進められているデジタルTV放送方式において要求される伝送系の要求エラーレートを10の -1.5 乗と仮定する。領域912はノイズレベルを示し、点910は $C/N=15$ dBになる地点で従来方式の32QAM方式の受信限界点を示す。この $L=60$ mileの地点においてデジタルのHDTV放送が受信できる。

【0177】しかし、天候等の受信条件の悪化により時間的に C/N は5dBの中で変動する。 C/N 位が閾値に近い受信状況において C/N が低下すると急激にHDTVの受信が不能となる問題を持っている。また地形や建築物の影響により、少なくとも10dB程度の変動が見込まれ、60mileの半径内の全ての地点で受信できる訳でない。この場合、アナログと違いデジタルの場合完全に映像が伝送できない。従って従来のデジタルTV放送方式のサービスエリアは不確実なものであった。

【0178】一方、本発明の32SRQAMもしくは図68に示す8-VSBの場合、前述のように図133、図137の構成により3層の階層となる。第1-1階層 D_{1-1} でMPEGレベルの低解像度NTSC信号を送り、第1-2階層 D_{1-2} でNTSC等の中解像度TV成分を送り、第2階層 D_2 でHDTVの高域成分を送ることができる。例えば図105において第1-2階層のサービスエリアは点910aのように70mile地点まで拡大し、第2階層は910bのように、55mile地点まで後退する。図106の32SRQAMのサービスエリア図はこの場合のサービスエリアの面積の違いを示す。図106はコンピュータシミュレーションを行い、図53のサービスエリア図をより具体的に計算したものである。図106において領域708、703c、703a、703b、712は各々従来方式の32QAMのサービスエリア、第1-1階層 D_{1-1} のサービスエリア、第1-2階層 D_{1-2} のサービスエリア、第2階層 D_2 のサービスエリア、隣接アナログ局のサービスエリアを示す。このうち、従来方式の32QAMのサービスエリアのデータは従来開示されているデータを用いている。

【0179】従来方式の32QAMの放送方式では名目

上60マイルのサービスエリアを設定できる。しかし、実際は天候や地形の条件変化により受信限界地近傍においてきわめて受信状態が不安定であった。

【0180】しかし、本発明の36SRQAMを用い、第1-1階層 D_{1-1} でMPEG1グレードの低域TV成分を第1-2階層 D_{1-2} でNTSCグレードの中域TV成分を送信し、第2階層 D_2 でHDTVの高域TV成分を送信することにより、図106のように高解像度グレードのHDTVのサービスエリアの半径が5マイル縮小するものの、中解像度グレードのEDTVのサービスエリアの半径が10マイル以上拡大し、低解像度のLDTVのサービスエリアは18マイル拡大するという効果が生まれる。図107はシフトファクター n もしくは $s=1.8$ の場合のサービスエリアを示し、図135は図107のサービスエリアを面積で示したものです。

【0181】このことにより、一番目に従来方式では、受信条件が悪い地域において存在した受信不能地域においても本発明のSRQAM方式を適用することにより、少なくとも設定したサービスエリア内においては殆んど20の受信機で中解像度もしくは低解像度グレードでTV放送を受信できるような送信が可能となる。従って通常のQAMでは発生するビルかげや低地の受信不能領域と隣接アナログ局からの妨害を受けるような地域において本発明を用いることによりこの受信不能地域が大巾に減少し、これに伴い実質的な受信者数を増大できる。

【0182】二番目に従来のデジタルTV放送方式では高価なHDTV受信機と受像機をもつ受信者しか放送を受信できなかったため、サービスエリア内においても一部の受信者しか視聴できなかった。しかし本発明では従来のNTSCやPALやSECAM方式の従来型のTV受像機を持20っている受信者もデジタル受信機のみを増設することにより、デジタルHDTV放送の番組をNTSCグレードもしくはLDTVグレードではあるが受信可能になるという効果がある。このため受信者はより少ない経済的負担で番組が視聴できる。

【0183】同時に総受信者数が増えるためTV送信者側はより多くの視聴者を得られるためTV事業としての経営がより安定するという社会的効果が生まれる。

【0184】三番目に中低解像度グレードの受信地域の面積は $n=2.5$ の場合、36%従来方式に比して拡大40する。拡大に応じて受信者が増える。サービスエリアの拡大と受信者数の増加によりその分TV事業者の事業収入が増大する。このことによりデジタル放送の事業リスクが減りデジタルTV放送の普及が早まることが期待できる。

【0185】さて、図107の32SRQAMのサービスエリア図にみるように、 n もしくは $s=1.8$ の場合も同様の効果が得られる。シフト値 n を変更することにより、各々の放送局がHDTV受像機とNTSCTV受像機の分布状況等の地域特有の条件や事情に応じて n 50

を変更し、SRQAMの D_1 と D_2 のサービスエリア703aと703bを最適な条件に設定することにより、受信者は最大の満足放送局は最大の受信者数を得ることができる。

【0186】この場合

$n > 1.0$

の時、以上のような効果が得られる。従って、32SRQAMの場合 n は

$1 < n < 5$

となる。同様にして16SRQAMの場合 n は

$1 < n < 3$

となる。

【0187】この場合図99、図100のようにシフトさせて第1と第2階層を得るSRQAM方式において、16SRQAM、32SRQAM、64SRQAMにおいて n が1.0以上であれば、地上放送において本発明の効果が得られる。

【0188】実施例では映像信号を伝送した場合を説明したが音声信号を高域部もしくは高分解能部と低域部もしくは低分解能部にわけ、それぞれ第2データ列、第1データ列として本発明の伝送方式を用いて伝送すると、同様の効果が得られる。

【0189】PCM放送、ラジオ、携帯電話に用いるとサービスエリアが広がるという効果がある。

【0190】また、実施例3では図133に示すように時間分割多重(TDM)方式と組み合わせるTDMによるサブチャンネルを設け、ECC Encoder 743aとECC Encoder 743bに示すように2つのサブチャンネルのエラー訂正のコードゲインを差別化することにより、各サブチャンネルの閾値に差をつけ多値型伝送のサブチャンネルを増やすことができる。この場合、図137に示すように4VSB、8VSB、16VSBのVSB-ASK信号の2つのサブチャンネルのTrellis Encoder等のECCエンコーダーのCode gain s を変えてもよい。詳しい説明は後述する実施例6の図131の説明と同じであるため省略する。

【0191】図131のブロック図は磁気記録再生装置で図137のブロック図は伝送装置である。伝送装置の送信機のUp converter;受信機のDown converterを各々、磁気記録再生装置の磁気ヘッド記録信号増巾回路、磁気ヘッド再生信号増巾回路に置き換えることにより両者は全く、同じ構成になることがわかる。従って、変復調部の構成と動作は全く同じである。同様にして図84の磁気記録再生システムは図156の伝送システムと同じ構成であることがわかる。また構成を簡単にしたい場合は、図157、更に簡単にしたい場合は図158のような構成にすることができる。

【0192】図106のシミュレーションにおいては第1-1サブチャンネル D_{1-1} と第1-2サブチャンネル D_{1-2} と

間に 5 dB の Coding Gain の差をつけた場合を示している。SRQAM は “C-CDM” とよばれる本発明の信号点符号分割多重方式 (Constellation-Code Division Multiplex) を rectangle-QAM に応用したものである。C-CDM は TDM や FDM と独立した多重化方式である。コードに対応した信号点コードを分割することにより、サブチャンネルを得る方式である。この信号点の数を増やすことにより TDM や FDM にはない伝送容量の拡張性が得られる。このことは従来機器とほぼ完全な互換性を保ちながら実現する。このように C-CDM は優れた効果をもつ。

【0193】さて、C-CDM と TDM を組み合わせた実施例を用いたが周波数分割多重方式 (FDM) と組み合わせても、同様の閾値の緩和効果が生まれる。例えば、TV 放送に用いた場合、図 108 の TV 信号の周波数分布図に示すようになる。従来のアナログ放送例えば NTSC 方式の信号はスペクトラム 725 のような周波数分布をしている。一番大きな信号は映像のキャリア 722 である。カラーのキャリア 723 や音声のキャリア 724 はそれほど大きくない。お互いの干渉を避けるため、デジタル放送の信号を FDM により 2 つの周波数に分ける方法がある。この場合、図に示すように映像のキャリア 722 を避けるように第 1 キャリア 726 と第 2 キャリア 727 に分割し各々第 1 信号 720 と第 2 信号 721 を送ることにより干渉は軽減できる。第 1 信号 720 により低解像度 TV 信号を大きな出力で送信し、第 2 信号 721 により高解像度信号を小さな出力で送信することにより、妨害を避けながら FDM による階層型放送が実現する。

【0194】ここで図 134 に従来の方式 32 QAM を用いた場合の図を示す。サブチャンネル A の方が出力が大きいので、閾値は Threshold1 はサブチャンネル B の閾値 Threshold2 に比べて 4~5 dB 小さくて良い。従って 4~5 dB 閾値の差をもつ 2 層の階層型放送が実現する。しかし、この場合、受信信号のレベルが Threshold2 以下になると情報量の大巾を占める第 2 信号 721 a の斜線で示す信号の全部が全く受信できなくなり、情報量の少ない第 1 信号 720 a しか受信できなくなり、第 2 階層では画質の著しく悪い画像しか受信できない。

【0195】しかし、本発明を用いた場合、図 108 に示すようにまず第 1 信号 720 に C-CDM により得られる 32 SRQAM を用いてサブチャンネル 1 of A を追加する。この閾値の低いサブチャンネル 1 of A にさらに低解像度の成分をのせる。第 2 信号 721 を 32 SRQAM とし、サブチャンネル 1 of B の閾値を第 1 信号の閾値 Threshold2 に合わせる。すると信号レベルが Threshold-2 に下がっても受信できなくなる。領域は斜線で示す第 2 信号部 721 a のみとなり、サブチャンネル 1 of B とサブチャンネル A が受信できるため伝送量はあまり減らない。従って第 2 階層においても画質の良

い画像が Threshold-2 の信号レベルにおいても受信できるという効果がある。

【0196】一方のサブチャンネルに普通解像度の成分を伝送することにより、さらに階層の数が増え、低解像度のサービスエリアが広がるという効果も生まれる。この閾値の低いサブチャンネルに音声情報又は同期情報、各データのヘッダー等の重要な情報を入れることにより、この重要な情報は確実に受信できるため安定した受信が可能となる。第 2 信号 721 に、同様の手法を用いると、サービスエリアの階層が増える。HDTV の走査線が 1050 本の場合、525 本に加えて、C-CDM により 775 本のサービスエリアが加わる。

【0197】このようにして、FDM と C-CDM を組み合わせるとサービスエリアが拡大するという効果が生まれる。この場合 FDM により 2 つのサブチャンネルを設けたが 3 つの周波数に分割し、3 つのサブチャンネルを設けてもよい。

【0198】次に TDM と C-CDM を組み合わせて妨害を避ける方法を述べる。図 109 に示すようにアナログ TV 信号には水平帰線部 732 と映像信号部 731 がある。水平帰線部 732 の信号レベルが低いことと、この期間中は妨害を受けても画面に出力されないことを利用する。デジタル TV 信号の同期をアナログ TV 信号と合わせ、水平帰線部 732 の期間の水平帰線同期スロット 733、733a に重要なデータ、例えば同期信号等を送るか高い出力で多くのデータを送ることができる。このことにより、妨害を増やさずにデータ量を増やしたり出力を上げられるという効果がある。なお垂直帰線部 735、735a の期間に同期させて垂直帰線同期スロット 737、737a を設けても同様の効果が得られる。

【0199】図 110 は C-CDM の原理図である。又、図 111 は 16 QAM の拡張版の C-CDM のコード割り当て図を示し、図 112 は 32 QAM 拡張版のコード割り当て図を示す。図 110、111 に示すように 256 QAM は第 1、2、3、4 層 740a、740b、740c、740d の 4 つの層に分けられ、各々 4、16、64、256 ケのセグメントを持つ。第 4 層 740d の 256 QAM の信号点コードワード 742d は 8 bit の “11111111” である。これを 2 bit ずつ 4 つのコードワード 741a、741b、741c、741d に分割し、各第 1、2、3、4 層 740a、740b、740c、740d の信号点領域 742a、742b、742c、742d に各々 “11”、“11”、“11” を割り当てる。かくして、2 bit ずつのサブチャンネルすなわち、サブチャンネル 1、サブチャンネル 2、サブチャンネル 3、サブチャンネル 4 ができる。これを信号点符号分割多重方式という。図 111 は 16 QAM の拡張版の具体的な符号配置を示し、図 112 は 36 QAM の拡張版を示す。C-C

DM多重化方式は独立したものである。従って従来の周波数分割多重方式(FDM)や時間分割多重方式(TDM)と組み合わせることにより、更にサブチャンネルが増やせるという効果がある。こうしてC-CDM方式により新しい多重化方式を実現できる。Rectangle-QAMを用いてC-CDMを説明したが、信号点をもつ他の変調方式例えば他の形のQAMやPSK、ASK、そして周波数領域を信号点とみなし、FSKも同様に多重化できる。

【0200】例えば前述の8PS-APSKのサブチャンネル1のエラーレートは

【0201】

【数4】

$$Pe_{1-16} = \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_2+1)\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_1+1)\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_1+S_2+1)\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right)$$

【0206】サブチャンネル2のエラーレートは

【0207】

【数7】

$$Pe_{2-16} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{S_1\delta}{2\sigma}\right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_1-S_2)\delta}{2\sigma}\right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_1+S_2)\delta}{2\sigma}\right)$$

【0208】サブチャンネル3のエラーレートは

【0209】

【数8】

$$Pe_{3-10} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{S_2\delta}{2\sigma}\right)$$

【0210】で現せる。

(実施例4) 以下本発明の第4の一実施例について図面を参照しながら説明する。

【0211】図37は実施例4の全体のシステム図である。実施例4は実施例3で説明した伝送装置を地上放送に用いたもので、ほぼ同じ構成、動作である。実施例3で説明した図29との違いは、送信用のアンテナ6aが地上伝送用アンテナになっている点と各受信機の各々のアンテナ21a, 31a, 41aが地上伝送用アンテナになっている点のみである。その他の動作はまったく同じであるため重複する説明を省略する。衛星放送と違い、地上放送の場合は送信アンテナ6aと受信機との距離が重要となる。遠距離にある受信機は到達電波が弱くなり、従来の送信機で単に多値QAM変調した信号では全く復調できず番組を視聴することはできない。

【0212】しかし本発明の伝送装置を用いた場合、図37のように遠距離にアンテナ22aがある第1受信機23は変形64QMA変調信号もしくは変形16QAM変調信号を受信して4PSKモードで復調し第1データ列のD1信号を再生するのでNTSCのTV信号が得られる。従って電波が弱くても中解像度でTV番組を視聴できる。

【0213】次に中距離にアンテナ32aがある第2受信機33では到達電波が充分強いいため変形16または64QAM信号から第2データ列と第1データ列を復調で

*

$$Pe_{1-8} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_1+1)\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right)$$

【0202】サブチャンネル2の Pe_{2-8} は

【0203】

【数5】

$$Pe_{2-8} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{S_1\delta}{2\sigma}\right)$$

【0204】16-PS-APSK(PS型)のサブチャンネル1のエラーレートは

【0205】

【数6】

きHDTV信号が得られる。従って同じTV番組をHDTVで視聴できる。

【0214】一方、近距離にあるか超高感度のアンテナ42aをもつ第3受信機43は電波が変形64QAM信号の復調に充分な強度であるため第1、2、3、データ列D1, D2, D3を復調し超高解像度HDTV信号が得られる。同じTV番組を大型映画と同じ画質のスーパーHDTVで視聴できる。

【0215】この場合の周波数の配置方法は図34、図35、図36の図を用いて時間多重配置を周波数配置に読み代えることにより説明できる。図34のように1から6チャンネルまで周波数がわり割られている場合D1信号にNTSCのL1を第1チャンネルに、D2信号の第1チャンネルのM1にHDTVの差分情報を、D3信号の第1チャンネルのH1に超高解像度HDTVの差分情報を配置することによりNTSCとHDTVと超解像度HDTVを同一のチャンネルで送信することができる。また図35、図36のように他のチャンネルのD2信号やD3信号を使用することが許可されれば、より高画質のHDTVや超高解像度HDTVが放送できる。

【0216】以上のように互いに両立性のある3つのデジタルTV地上放送を1つのチャンネルもしくは他のチャンネルのD2, D3信号領域を使用して放送できるという効果がある。本発明の場合、同じチャンネルで同じ内容のTV番組を中解像度であれば、より広範囲の地域で受信できるという効果がある。

【0217】デジタル地上放送として16QAMを用いた6MHzの帯域のHDTV放送等が提案されている。しかしこれらの方式はNTSCとの両立性がないため同じ番組をNTSCの別チャンネルで送信するサイマルキャスト方式の採用が前提となっている。また16QAMの場合、伝送できるサービスエリアが狭くなることが予想されている。本発明を地上放送に用いることにより別にチャンネルを設ける必要がなくなるだけでなく、遠距離の受信機でも中解像度で番組を視聴できるため放送サ

ービスエリアが広いという効果がある。

【0218】図52は従来提案されている方式のHDTVのデジタル地上放送時の受信妨害領域図を示すもので、従来提案されている方式を用いたHDTVのデジタル放送局701からHDTVの受信できる受信可能領域702と隣接するアナログ放送局711の受信可能領域712を示している。両者の重複する重複部713においてはアナログ放送局711の電波妨害により、少なくともHDTVを安定して受信することができなくなる。

【0219】次に図53は本発明による階層型の放送方式を用いた場合の受信妨害領域図を示す。本発明は従来方式と同一の送信電力の場合、電力利用効率が低いいため、HDTVの高解像度受信可能領域703は上述の従来方式の受信可能領域702より若干狭くなる。しかし、従来方式の受信可能領域702より広い範囲のデジタルNTSC等の低解像度受信可能領域704が存在する。以上の2つの領域から構成される。この場合のデジタル放送局701からアナログ放送局711への電波妨害は図52で示した従来方式と同レベルである。

【0220】この場合、本発明ではアナログ放送局711からのデジタル放送局701への妨害は3つの領域が存在する。1つはHDTVもNTSCも受信できない第1妨害領域705である。第2は妨害を受けるもののNTSCを妨害前と同様に受信できる第2妨害領域706で一重斜線で示す。ここではNTSCはC/Nが低くても受信可能な第1データ列を使用しているためアナログ局711の電波妨害によりC/Nが低下しても妨害の影響範囲は狭い。

【0221】第3は妨害前はHDTVが受信できていたが妨害後はNTSCのみ受信できる第3妨害領域707で2重斜線で示す。

【0222】以上のようにして従来方式より妨害前のHDTVの受信領域は若干狭くなるが、NTSCを含めた受信範囲は広がる。さらにアナログ放送局711からの妨害により従来方式ではHDTVが妨害により受信できなかった領域においてもHDTVと同一の番組をNTSCで受信可能となる。こうして番組の受信不能領域が大巾に削減するという効果がある。この場合、放送局の送信電力を若干増やすことにより、HDTVの受信可能領域は従来方式と同等になる。さらに従来方式では全く番組を視聴できなかった遠方地域や、アナログ局との重複地域において、NTSCの品位で番組が受信できる。

【0223】また2階層の伝送方式を用いた例を示したが、図78の時間配置図のように3階層の伝送方式を用いることもできる。HDTVをHDTV、NTSC、低解像度NTSCの3つのレベルの画像に分離し、送信することにより、図53の受信可能領域は2層から3層に広がり最外層は広い領域となるとともに2階層伝送では全く受信不可能であった第1妨害領域705では低解像

度NTSCの品位で番組が受信可能となる。以上はデジタル放送局がアナログ放送に妨害を与える例を示した。

【0224】次にデジタル放送がアナログ放送に妨害を与えないという規制条件のもとにおける実施例を示す。現在米国等で検討されている空きチャンネルを利用する方式は、隣接して同じチャンネルを使用する。このため後から放送するデジタル放送は既存のアナログ放送に妨害を与えてはならない。従ってデジタル放送の送信レベルを図53の条件で送信する場合より下げる必要がある。この場合、従来方式の16QAMや4ASK変調の場合、図54の妨害状態図に示すように二重斜線で示した受信不能領域713が大きいためHDTVの受信可能領域708は大巾に小さくなってしまふ。サービスエリアが狭くなり、その分受信者が減るためスポンサーが減る。従って従来方式では放送事業が経済的に成立しにくいことが予想されている。

【0225】次に図55に本発明の放送方式を用いた場合を示す。HDTVの高解像度受信可能領域703は、従来方式の受信可能領域708より若干狭くなる。しかし、従来方式より広い範囲のNTSC等の低解像度受信可能領域704が得られる。一重斜線で示す部分は、同一番組をHDTVレベルでは受信できないが、NTSCレベルで受信できる領域を示す。このうち第1妨害領域705においてアナログ放送局711からの妨害を受け、HDTVも、NTSCも両方受信できない。

【0226】以上のように同じ電波強度の場合、本発明の階層型放送ではHDTV品位の受信可能地域は若干狭くなる一方で、同一番組をNTSCの品位で受信できる地域が増える。このため放送局のサービスエリアが増えるという効果がある。より多くの受信者に番組を提供できる効果がある。HDTV/NTSCの放送事業を、より経済的に安定して成立させることができる。将来デジタル放送受信機の比率が増えた段階ではアナログ放送への妨害規則は緩和されるため電波強度を強くすることができる。この時点でHDTVのサービスエリアを大きくすることができる。この場合、第1データ列と第2データ列の信号点の間隔を調整することにより図55で示したデジタルHDTV/NTSCの受信可能地域とデジタルNTSCの受信可能地域を調整することができる。この場合、前述のように第1データ列に、この間隔の情報を送信することにより、より安定して受信ができる。

【0227】図56は、将来デジタル放送に切り替えた場合の妨害状況図を示す。この場合、図52と違い隣接局はデジタル放送を行うデジタル放送局701aとなる。送信電力を増やすことができるため、HDTV等の高解像度受信可能領域703はアナログTV放送と同等の受信可能領域702まで拡大できる。

【0228】そして両方の受信可能領域の競合領域71

10

20

30

40

50

4では互いに妨害を受けるため通常の指向性のアンテナでは番組をHDTVの品位では再生できないが、受信アンテナの指向性の方向にあるデジタル放送局の番組をNTSCTVの品位で受信できる。また非常に高い指向性のアンテナを用いた場合アンテナの指向性方向にある放送局の番組をHDTVの品位で受信できる。低解像度受信可能領域704は、アナログTV放送の標準の受信可能領域702より広くなり、隣接の放送局の低解像度受信可能領域704aの競合領域715、716ではアンテナの指向性の方向にある放送局の番組がNTSCTVの品位で再生できる。

【0229】さて、かなり将来のデジタル放送の本格普及時期においては規制条件がさらに緩和され、本発明の階層型の多値放送により広いサービスエリアのHDTV放送が可能となる。この時点においても、本発明の階層型の多値放送方式を採用するにより従来方式と同程及の広い範囲のHDTV受信範囲を確保するとともに従来方式では受信不可能であった遠方地域や競合地域においてもNTSCTVの品位で番組が受信できるため、サービスエリアの欠損部が大巾に減少するという効果がある。

【0230】(実施例5) 実施例5は本発明を振巾変調つまりASK方式に用いた場合の実施例である図57は実施例5の4値のVSB-ASK信号信号点配置図を示し、4つの信号点721、722、723、724をもつ。図68(a)は8値のVSB信号のConstellationを示す。4値の場合2bitのデータ、8値の場合4bitのデータを1周期で送ることができる。4VSBの場合、信号点721、722、723、724を例えば00、01、10、11に対応させることができる。

【0231】本発明による多値型伝送を行うために、図58の4levelVSB等の4levelASKの信号点配置図に示すように、信号点721、722を1つのグループつまり第1の信号点群725として扱い、信号点723、724を別のグループ、第2の信号点群726と定義する。そして2つの信号点群の間隔を等間隔の信号点の間隔より広くする。つまり信号点721、722の間隔をLとすると信号点723、724の間隔は同じLで良いが、信号点722と信号点723の間隔L₀はLより大きく設定する。

【0232】つまり $L_0 > L$ と設定する。これが本発明の階層型の多値伝送システムの特徴である。ただしシステムの設計によっては条件や設定により一時的もしくは恒久的に $L = L_0$ になっても良い。8値のVSBの場合、図68(a)(b)のようなConstellationとなる。

【0233】そして図59(a)のように2つの信号点群に第1データ列D₁の1bitのデータを対応させることができる。例えば第1の信号点群725を0、第2の信号点群726を1と定義すれば、第1データ列の1

bitの信号が定義できる。次に第2データ列D₂の1bitの信号を各信号群の中の2つの信号点群に対応させる。例えば、図59(b)のように信号点721、723をD₂=0とし、信号点722、724をD₂=1とすれば第2データ列D₂のデータを定義できる。この場合も2bit/シンボルとなる。

【0234】このように信号点を配置することにより、ASK方式で本発明の多値伝送が可能となる。階層型の多値伝送システムは信号対雑音比つまりC/N値が充分高い時は従来の等間隔信号点方式と変わりはない。しかし、C/N値が低い場合、従来方式では全くデータを再生できない条件においても本発明を用いることにより第2データ列D₂は再生できなくなるが、第1データ列D₁は再生できる。これを説明するとC/Nが悪くなった状態は図60の4VSB-ASKの信号点配置図のように示せる。つまり受信機で再生した信号点はノイズや伝送歪等により、分散信号点領域721a722a、723a、724aの広い範囲にガウス分布状に分散する。このような場合、4値のスライサーによるスライスレベル2による信号点721と信号点722の区別や、スライスレベル4による信号点723と信号点724の区別が難しくなる。つまり第2データ列D₂のエラーレートが非常に高くなる。しかし図から明らかなように信号点721、722のグループと信号点723、724のグループとの区別は容易である。つまり第1の信号点群725と第2の信号点群726との区別ができる。このため、第1データ列D₁は低いエラーレートで再生できることになる。

【0235】こうして2つの階層のデータ列D₁とD₂が送受信できる。従って伝送システムのC/Nの良い状態及び地域では第1データ列D₁と第2列D₂の両方がC/Nの悪い状態及び地域では第1データ列D₁のみが再生される多値型伝送ができるという効果がある。

【0236】図61は送信機741のブロック図で入力部742は第1データ列入力部743と第2データ列入力部744から構成される。搬送波発生器64からの搬送波は入力部742からの信号を処理部745でまとめた入力信号により乗算器746において振巾変調され、図62(a)のような4値もしくは8値のASK信号となる。4ASKもしくは8ASK信号は、さらにバンドパスフィルタ747により帯域制限され、図62(b)のようにCarrierが少し残留したSide BandをもつVestigial Side BandつまりVSB信号のASK信号となり出力部748から出力される。

【0237】ここでフィルタを通過した後の出力波形について述べる。図62(a)はASK変調信号の周波数分布図である。図のようにキャリアの両側に側波帯がある。この信号をフィルタ747のバンドパスフィルタ図62(b)の送信信号749のようにキャリア成分を少し残して片側の側波帯を取り去る。これをVSB信号とい

うが、 f_0 を変調周波数帯域とすると、約 $f_0/2$ の周波数帯域で送信できるため、周波数利用効率が良いことが知られている。図60のASK信号は元来2bit/シンボルであるがVSB方式を用いると4VSBと8VSBは同一周波数帯域で16QAM、32QAMの4bit/シンボルの5bit/シンボルに相当する情報量が伝送できる。

【0238】次に図63のブロック図で示すVSB受信機751では地上のアンテナ32aで受けた信号は入力部752を経て、チャンネル選択により可変する可変発振器754からの信号と、混合器753において混合され、低い中間周波数に変換される。次に検波器755において検波され、LPF756によりベースバンド信号となり4VSBの場合は4levelのSlicer、8VSBの場合は8levelのSlicerをもつ識別再生器757により第1データ列 D_1 と第2データ列 D_2 が再生され第1データ列出力部758と第2データ列出力部759から出力される。

【0239】次にこの送信機と受信機を用いてTV信号を送る場合を説明する。図64は映像信号送信機774のブロック図である。HDTV信号等の高解像度TV信号は第1画像エンコーダ401の入力部403に入力し、サブバンドフィルタ等の映像の分離回路404により、 $H_L V_L$ 、 $H_L V_H$ 、 $H_H V_L$ 、 $H_H V_H$ 等の高域TV信号と低域TV信号に分離される。この内容は実施例3で図30を用いて説明したので詳しい説明は省略する。分離されたTV信号は圧縮部405において、MPEG等で用いられているDPCM DCT可変長符号化や等の手法を用いて符号化される。動き補償は入力部403において処理される。圧縮された4つの画像データは合成器771によって第1データ列 D_1 と第2データ列 D_2 の2つのデータ列となる。この場合 $H_L V_L$ 信号つまり低域の画像信号は第1データ列に含まれる。送信機の741の第1データ列入力部743と第2データ列入力部744に入力され振幅変調を受け、VSB等のASK信号となり、地上アンテナから放送される。

【0240】このデジタルTV放送のTV受信機全体のブロック図が図65である。地上アンテナ32aで受信した放送信号はTV受信機781の中の受信機751の入力部752に入力され、検波復調部760により受信者が希望する任意のチャンネルの信号が選局され復調され、第1データ列 D_1 と第2データ列 D_2 が再生され第1データ列出力部758と第2データ列出力部759から出力される。詳しい説明は重なるため省く。 D_1 、 D_2 信号は分離部776に入力される。 D_1 信号は分離器777により分離され $H_L V_L$ 圧縮成分は第1入力部521に入力される。他方は合成器778により D_2 信号と合成され第2入力部531に入力される。第2画像デコーダにおいて第1入力部521に入った $H_L V_L$ 圧縮信号は、第1伸長部523により $H_L V_L$ 信号に伸長され画像合成

部548と画面比率変更回路779に送られる。元のTV信号がHDTV信号の場合、 $H_L V_L$ 信号はワイドのNTSC信号になり、元の信号がNTSC信号の場合、MPEG1のようなNTSCより品位が低い低解像度TV信号になる。

【0241】この説明では元の映像信号をHDTV信号と設定しているため、 $H_L V_L$ 信号はワイドNTSCのTV信号となる。TVの画面アスペクト比が16:9であれば16:9の画面比率のまま出力部780を介して映像出力426として出力する。もし、TVの画面アスペクト比が4:3であれば、画面比率変更回路779により16:9から4:3の画面アスペクト比のレターボックス形式かサイドパネル形式に変更して出力部780を介して映像出力425として出力する。

【0242】一方、第2データ列出力部759からの第2データ列 D_2 は、分離部776の合成器778において分離器777の信号と合成され、第2画像デコーダの第2入力部531に入力され、分離回路531により $H_L V_H$ 、 $H_H V_L$ 、 $H_H V_H$ の圧縮信号に分離されて各々第2伸張部535、第3伸長部536、第4伸長部に送られ、伸長されて元の $H_L V_H$ 、 $H_H V_L$ 、 $H_H V_H$ 信号となる。これらの信号に $H_L V_L$ 信号を加え、画像合成部548に入力され、合成されて1つのHDTV信号となり出力部546より出力され、出力部780を介してHDTVの映像信号427として出力される。

【0243】この出力部780は第2データ列出力部759の第2データ列の誤まり率を誤まり率検知部782で検知し、エラーレートが高い状態が一定時間続いた場合は一定時間自動的に $H_L V_L$ 信号の低解像度の映像信号を出力させたり、映像出力を停止させたり、フィルタを作動させたり、同期を回復させたり等のシステムのコントロール命令を出す。

【0244】以上のようにして、階層型放送の送信、受信が可能となる。伝送条件が良い場合、例えばTV送信アンテナが近い放送に対しては、第1データ列と第2データ列の両方が再生できるので、HDTVの品位で番組を受信できる。また送信アンテナとの距離が遠い放送に対しては、第1データ列を再生し、この $V_L H_L$ 信号から低解像度のTV信号を出力する。このことにより、HDTVの品位もしくはNTSC TVの品位で同一番組をより広い地域で受信できるという効果がある。

【0245】また図66のTV受信機のブロック図のように第1データ列出力部768だけに受信機751の機能を縮小すると受信機は第2データ列およびHDTV信号を扱わなくてもよくなるため、構成が大巾には簡略化できる。画像デコーダは図31で説明した第1画像デコーダ421を用いればよい。この場合NTSC TVの品位の画像が得られる。HDTVの品位では番組を受信できないが受信機のコストは大巾に安くなる。従って広く普及する可能性がある。このシステムでは従来のT

Vディスプレイをもつ多くの受信システムを変更しないでアダプターとして追加することにより、デジタルTV放送が受信できるという効果がある。

【0246】なお、図66に示すようにスクランブルをかけた4VSB、8VSB信号を受信する場合、4VSB、8VSB信号で送信されるスクランブル解除信号とデスクランブラー502の中のDescramble番号メモリー502cの番号をDescramble番号照合器502bにより照合し、一致している場合のみDescrambleを解除することにより特定のスクランブル番組のスクランブルを正当に解除することができる。

【0247】図67のような構成にするとPSK信号を復調する衛星放送受信機とVSB信号を復調する地上放送受信機の機能をもつ受信機を簡単に構成できる。この場合、衛星アンテナ32から受信したPSK信号は発振器787からの信号と混合器786において混合され、低い周波数に変換されTV受信機781の入力部34に入力され、図63で説明した混合器753に入力される。衛星TV放送の特定のチャンネルの低い周波数に変換されたPSK、もしくはQAM信号は復調部35によりデータ列D₁、D₂が復調され、分離部788を介して第2画像エンコーダ422により、画像信号として再生され、出力部780より出力される。一方、地上用のアンテナ32aにより受信されたデジタル地上放送とアナログ放送は、入力部752に入力され図63で説明したのと同じプロセスで混合器753により特定のチャンネルが選択され、検波され、低域のみのベースバンド信号となる。アナログ衛星TV放送に混合器753に入り復調される。デジタル放送の場合は、識別再生器757によりデータ列D₁とD₂が再生され第2画像デコーダ422により映像信号が再生され、出力される。また地上と衛星のアナログTV放送を受信する場合は映像復調部788によりAM復調されたアナログTV信号が出力部780より出力される。図67の構成をとると混合器753が衛星放送と地上放送で共用できる。また第2画像デコーダ422も共用できる。又、デジタル地上放送でASK信号を用いた場合、AM復調のため従来のアナログ放送と同様の検波器755とLPF756等の受信回路を兼用できる。以上のように図67の構成にすると大巾に受信回路を共用化し、回路を削減するという効果がある。

【0248】また、実施例では4値のASK信号を2つのグループに分け、D₁、D₂の2層の各1bitの多値伝送を行った。しかし、図68(a)(b)の8VSB信号のConstellation図に示す、8値のASK信号つまり8level-VSBを用いるとD₁、D₂、D₃の3層の各1bitの合計3bit/symbolの多値伝送を行うことができる。図68(a)に示すように、まず1bit目の符号のつけ方を説明する

と、D₃信号の信号点は信号点721aと721b、722aと722b、723aと723b、724aと724bの2値つまり1bitである。次に次の1bitの符号化を説明すると、D₂の信号点は信号点群721と722、信号点群723と724の2値の1bitである。D₃のデータは大信号点群725と726の2値の1bitとなる。この場合、図57の4つの信号点721、722、723、724を各2ヶの信号点721aと721b、722aと722b、723aと723b、724aと724bに分離し、各グループの間の距離を離すことにより最大3層の階層型の多値伝送が可能となる。前述のようにL=L₀にすることもできる。

【0249】この3層の多値伝送システムを用いて3層等のデジタルHDTVの映像伝送を行うことは実施例3と実施例4で説明したもので動作の詳しい説明は省略する。

【0250】ここで、図68の8値のVSBによるTV放送を行うことによる効果について述べる。8VSBは伝送情報量が多い反面、同じC/N値に対するエラーレートは4VSBより高い。しかし高画質のHDTV放送を行う場合、伝送容量に余裕があるためエラー訂正符号が多く入るため、エラーレートを下げたり、また将来階層型のTV放送が可能となるという効果がある。

【0251】ここで4VSBと8VSBと16VSBの効果について比較しながら述べる。NTSCやPALの周波数帯を用いて地上放送を行う場合、図136に示したようにNTSCの場合6MHzの帯域制限があり約5MHzの実質的な伝送帯域が許される。4VSBの場合、周波数利用効率は4bit/Hzであるため、実質的に5MHz×4=20Mbpsのデータ伝送容量がある。一方、デジタルHDTV信号の伝送には少なくとも15Mbps～18Mbps必要である。このため、4-VSBではデータ容量に余裕がないため、図169の比較図に示すように誤り訂正符号のための冗長度をHDTVの実質伝送量の10～20%しかとれない。

【0252】次に8-VSBの場合、周波数利用効率は6bit/Hzであるため5MHz×6=30Mbpsのデータ伝送容量が得られる。上述のようにHDTV信号の伝送には15～18MHz必要であるが、8VSB変調方式の場合、図169に示すようにHDTV信号の実質伝送量の50%以上の情報量を誤り訂正の符号に用いることができる。従って、同じデータレートのHDTVデジタル信号を6MHzの帯域で地上放送するという条件のもとでは、8VSBの方がより大容量の誤り訂正符号を付加できるため、図161のエラーレートカーブ805と806に示すように、伝送系の同じC/N値に対して、エラー訂正のCode Gainを高くしたTCM-8VSBの方がエラー訂正後のエラーレートがエラー訂正のCode Gainの低い4VSBより低く

なる。従って、High coda gainでエラー符号化された8 VSBの方が4 VSBより、TV地上放送におけるサービスエリアが広がるという効果がある。確かに8 VSBの方が誤り訂正回路の増大により、受信機の回路がより複雑になる欠点がある。しかしVSB・ASK方式は、振巾変調方式のため、位相成分を含むQAM変調方式に比べて、元々受信機のEqualizerの回路規模が大巾に小さい。このため誤り訂正回路を追加しても、全体の回路規模は8 VSB方式の方が32 QAM方式に比べて大きくならない。従って、8 VSB方式により、サービスエリアが広く、全体の回路規模の適切なデジタルHDTV受信機が実現する。

【0253】なお、具体的な誤り訂正方式の例としては、後の実施例5等で説明するが、図84や実施例6の図131、図137、図156、図157の送受信機のブロック図のECC744aとTrellis Encoder744bを用い、図61で説明した4 VSB、8 VSB、16 VSBのVSBの変調部749を用いて送信する。受信機側としては、図63を用いて説明したVSBの復調部760を用いて4 VSBもしくは8 VSBもしくは16 VSB信号から4、8、16値のlevel slicer757によりデジタルデータを再生し、同じく後の実施例5等で説明する図84、実施例6の図131、図137、図156、図157のTrellis Decoder759bとECC Decoder759aにより、誤り訂正をした後、画像デコータ402の画像伸長器により、デジタルHDTV信号を再生し、出力する。

【0254】ECC Encoder744aは実施例6で説明する図160(a)、(b)に示すように、Reed solomon Encoder744jとInterleaver744kを用い、ECC Decoder759aにはDeInterleaver759kとReed solomon Decoder759jを用いる。前の実施例で述べたようにInterleaveをかけることにより、バーストエラーに強くなる。

【0255】図128(a)(b)(c)(d)(e)(f)に示すTrellis encoderを採用することによりさらにCode Gainを上げることができ、エラーレートが下がる。8 VSBの場合図172に示すようにRatio2/3のTrellis encoder744b, decoder759bが適用できる。

【0256】実施例では、主に階層型のデジタルTV信号を送信する例を用いて説明した。階層型の場合、理想的な放送ができるが、画像圧縮回路や変復調器の回路が複雑になるため、放送開始時にはコストの点で好ましくない。実施例5の冒頭に述べたように4 VSBや8 VSBの信号点間隔 $L=L$ 。つまり等間隔にして、非階層型

のTV伝送を行い、図137を図157に示すような、簡単な構成にすることにより、回路の簡単なTVの放送システムが実現する。そして、普及した段階で8 VSBの階層型伝送に切り換えればよい。

【0257】さて、以上4 VSBと8 VSBについて説明したが、図159(a)~(d)では16 VSBと32 VSBについて説明する。図159(a)は16 VSBのConstellationを示す。図159

(b)は2つの信号点のグループ722a~722hにグループ化し、8つの信号点とみなすことにより、8 VSBとして扱えるため2層の階層型の多値伝送が実現する。この場合Time Division Multiplexで、間欠的に8 VSB信号を送っても階層型伝送が実現する。但し、この方式では最大データレートが2/3になる。図157(c)はさらに4つのグループ723a~723dとし、4 VSBとして扱うためさらに1層階層が増える。この場合も、Time Division Multiplexで間欠的に4 VSB信号を送っても、最大データレートが下がるが階層型伝送が実現する。以上により、3層の階層型VSBが実現する。

【0258】この方式により、16 VSBのC/Nが悪くなった時8 VSB、もしくは4 VSBのデータが再生できるという階層型伝送が実現する。また図159

(d)のように16 VSBの信号点を2倍にすることにより、32 VSBが伝送できる。将来16 VSBの容量を拡大したい場合、この方式により、互換性を保ちながら5 bit/symbolのデータ容量が得られるという効果がある。

【0259】これまで述べたことをまとめると、図161のVSB受信機のブロック図に示す受信機と図162のVSB送信機のブロック図に示す送信機の構成となる。

【0260】主に4-VSBと8-VSBを用いて説明したが、図159(a)(b)(c)のような16 VSBを用いて伝送することもできる。16 VSBの場合は地上放送を行う場合6 MHzの帯域で、40 Mbpsの伝送容量がとれる。しかしHDTVデジタル圧縮信号のデータレートは、MPEG規格を用いた場合15~18 Mbpsとなるため、伝送容量の余裕が大きくなりすぎる。図169に示すようにRedundancy: $R_{16}=100\%$ 以上となり、1チャンネルのデジタルHDTVを伝送するには冗長度が大きくなりすぎて回路が複雑になるだけで、8 VSBに対して効果が少ない。そして2チャンネルのHDTVの地上放送をするには16 VSBであると冗長度は4 VSBと同じで10 b程度しかとれないため十分な誤り訂正符号をいれることができないため、サービスエリアが狭くなる。前述のように4-VSBではRedundancy: $R_4=10\sim20\%$ で十分なエラー訂正ができないためサービスエリアを広く

とれない。図169から明らかなように、8-VSBのRedundancy: $R_s = 50\%$ で充分なエラー訂正符号化ができる。エラー訂正の回路規模もさほど大きくならずサービスエリアがとれる。従ってデジタルHDTV地上放送を6~8MHzの帯域制限で行う条件のもとでは、図169から明らかなように、8-Level-VSBが最も効果があり最適なVSB変調方式であることがわかる。

【0261】さて実施例3では図30のような画像エンコーダ401を説明したが、図30のブロック図は、図69のように書き換えることができる。内容は全く同じであるため説明は省略する。このように、画像エンコーダ401はサブバンドフィルタ等の映像の分離回路404、404aを2つもつ。これらを分離部794とすると、図70の分離部のブロック図に示す。ように1つの分離回路に信号を時分割で2回通すことにより回路を削減できる。これを説明すると、第1サイクルでは入力部403からのHDTVやスーパーHDTVの映像信号は時間軸圧縮回路795により、時間軸を圧縮されて分離回路404により、 $H_s V_H - H$ 、 $H_s V_L - H$ 、 $H_L V_H - H$ 、 $H_L V_L + 1$ の4つの成分に分けられる。この場合、スイッチ765、765a、765b、765cは1の位置にあり、圧縮部405に、 $H_s V_H - H$ 、 $H_s V_L - H$ 、 $H_L V_H - H$ の3つの信号を出力する。しかし、 $H_L V_L - H$ の信号はスイッチ765cの出力1から時間軸調整回路795の入力2へ入力し、第2サイクルつまり時分割処理の空き時間に分離回路404に送られ分離処理され $H_s V_H$ 、 $H_s V_L$ 、 $H_L V_H$ 、 $H_L V_L$ の4つの成分に分けられ出力される。第2サイクルではスイッチ76

【0262】次にこのような3層の階層型の画像伝送を行うと受信機側には実施例3の図33のブロック図で説明したような、画像デコーダが必要となる。これを、書き換えると図71のようなブロック図となる。処理能力は違うものの同じ構成の合成器566が2つ存在することになる。

【0263】これは図72のような構成をとると図70の分離回路の場合と同様にして1つの合成器で実現できる。図72を説明すると、5つのスイッチ、765a、765b、765c、765dにより、まず、タイミング1において、スイッチ765、765a、765b、765cの入力が1に切り替わる。すると、第1伸長部522、第2伸長部522a、第3伸長部522b、第4伸長部522cから各々 $H_L V_L$ 、 $H_L V_H$ 、 $H_s V_L$ 、 $H_s V_H$ の信号が、スイッチを介して合成器556の対応する入力部に入力され、合成処理されて1つの映像信号となる。この映像信号はスイッチ765dに送られ出力1

より出力し再びスイッチ765cの入力2に送られる。この映像信号はもともと、高解像度映像信号を分割した $H_L V_L - H$ 成分の信号である。次のタイミング2において、スイッチ765、765a、765b、765cは入力2に切替わる。こうして、今度は $H_s V_H - H$ 、 $H_s V_L - H$ 、 $H_L V_H - H$ そして $H_L V_L - H$ 信号が合成器556に送られ、合成処理されて1つの映像信号が得られる。この映像信号はスイッチ765dの出力2より出力部554から出力される。

【0264】このようにして、3層の階層型放送を受信する場合時分割処理により2ケの合成器を1ケに削減するという効果がある。

【0265】さて、この方式は、まずタイミング1において $H_s V_H$ 、 $H_s V_L$ 、 $H_L V_H$ 、 $H_L V_L$ 信号を入力させ、 $H_L V_L - H$ 信号を合成させる。その後、タイミング1と別の期間タイミング2において、 $H_s V_H - H$ 、 $H_s V_L - H$ 、 $H_L V_H - H$ と上記の $H_L V_L - H$ 信号を入力させ、最終の映像信号を得るという手順をとっている。従って、2つのグループの信号のタイミングをずらす必要がある。

【0266】もし、もともと、入力した信号の上記成分のタイミングの順序が違っていたり重複している場合は時間的に分離するためスイッチ765、765a、765b、765cにメモリを設け蓄積し、時間軸を調整することが必要となる。しかし送信機の送信信号を図73のようにタイミング1とタイミング2に時間的に分離して送信することにより、受信機側に時間軸調整回路が不要となる。従って、受信機の構成が簡単になるという効果がある。

【0267】図73の時間配置図のD1は送信信号の第1データ列D1を示し、タイミング1の期間中にDチャンネルで $H_L V_L$ 、 $H_L V_H$ 、 $H_s V_L$ 、 $H_s V_H$ 信号を送り、タイミング2の期間にD2チャンネルで $H_L V_H - H$ 、 $H_s V_L - H$ 、 $H_s V_H - H$ を送る場合の信号の時間配置を示している。このようにして時間的に分離して送信信号を送ることにより、受信機のエコンコーダの回路構成を削除するという効果がある。

【0268】次に受信機の伸長部の数が多い。これらの数を削減する方法について述べる。図74(b)は送信信号のデータ810、810a、810b、810cの時間配置図を示す。この図において、データの間に別データ811、810a、811b、811cを送信する。すると、目的とする送信データは間欠的に送られてくることになる。すると、図74(a)のブロック図に示す第2画像エンコーダ422はデータ列D1を第1入力部521とスイッチ812を介して次々と伸長部503に入力する。例えば、データ810の入力完了後は別データ811の時間中に伸長処理を行い、データ810の処理終了後、次のデータ810aが入力することになる。こうすることにより、合成器の場合と同様の手法で時分割

で1つの伸長部503を共用することができる。こうして、伸長部の総数を減らすことができる。

【0269】図75はHDTVを送信する場合の時間配置図である。例えば放送番組の第1チャンネルのNTSC成分に相当する $H_L V_L$ 信号を $H_L V_L(1)$ とすると、これをD1信号の太線で示すデータ821の位置に時間配置する。第1チャンネルのHDTV付加成分に相当する $H_L V_H$, $H_H V_L$, $H_H V_H$ 信号はD2信号のデータ821a, 821b, 821cの位置に配置する。すると第1チャンネルの全てのデータの間には別のTV番組の情報である別データ822, 822a, 822b, 822cが存在するため、この期間中に伸長部の伸長処理が可能となる。こうして1つの伸長部で全ての成分を処理できる。この方式は伸長器の処理が速い場合に適用できる。

【0270】また、図76のようにD1信号に、データ821, 821a, 821b, 821cを配置しても同様の効果が得られる。通常の4PSKや4ASKのように階層がない伝送を用いて送受信する場合に有効である。

【0271】図77は、例えばNTSCとHDTVと高解像度HDTVもしくは、低解像度NTSCとNTSCとHDTVのような3層の映像を物理的に2層の階層伝送方式を用いて階層型の多値放送を行う場合の時間配置図を示す。例えば、低解像度NTSCとNTSCとHDTVの3層の映像を放送する場合D1信号には低解像NTSC信号に相当する $H_L V_L$ 信号がデータ821に配置されている。又、NTSCの分離信号である $H_L V_H$, $H_H V_L$, $H_H V_H$ の各成分の信号はデータ821a, 821b, 821cの位置に配置されている。HDTVの分離信号である $H_L V_H-H$, $H_H V_L-H$, $H_H V_H-H$ 信号はデータ823, 823a, 823bに配置されている。

【0272】ここでは、図156や図170のブロック図に示すように、実施例2で説明したエラー訂正能力の差別化による論理的な階層伝送を4VSBや8VSBや16VSBに追加している。具体的には $H_L D_L$ は D_L 信号の中の D_{L-1} チャンネルを用いている。 D_{L-1} チャンネルは実施例2で述べたように D_{L-2} チャンネルより大巾に訂正能力の高い誤り訂正方式を採用している。 D_{L-1} チャンネルは D_{L-2} チャンネルに比べて冗長度は高いが再生後のエラーレートは低いため、他のデータ821a, 821b, 821cよりC/N値の低い条件においても再生できる。このためアンテナから遠い地域や自動車の車内等の受信条件の悪い場合においても低解像度のNTSC TVの品位で番組を再生することができる。実施例2で述べたようにエラーレートの観点でみた場合、 D_L 信号の中の D_{L-1} チャンネルにあるデータ821は D_{L-2} チャンネルにある他のデータ821a, 821b, 821cより受信妨害に強く、差別化されており論理的な階層が異なる。実施例2で述べたように D_L ,

D_2 の階層は物理的階層といえ、このエラー訂正符号間距離の差別化による階層構造は論理的な階層構造といえる。

【0273】さて、 D_2 信号の復調には物理的に D_L 信号より高いC/N値を必要とする。従って、遠隔地等のC/N値の一番低い受信条件では、 $H_L V_L$ 信号つまり、低解像度NTSC信号が再生される。そして、C/N値が次に低い受信条件では加えて $H_L V_H$, $H_H V_L$, $H_H V_H$ が再生され、NTSC信号が再生できる。さらにC/N値の高い受信条件では $H_L V_L$ に加えて $H_L V_H-H$, $H_H V_L-H$, $H_H V_H-H$ も再生されるためHDTV信号が再生される。こうして3つの階層の放送ができる。この方式を用いることにより図53で説明した受信可能領域は図90の受信妨害領域図に示すように2層から3層に拡大し、より番組受信可能領域が広がる。

【0274】ここで図78は図77の時間配置の場合の第3画像デコーダのブロック図を示す。基本的には図72のブロック図からD3信号の第3入力部551を省いた構成に図74(a)のブロック図の構成を加えた構成になっている。

【0275】動作を説明するとタイミング1において入力部521よりD1信号が、入力部530よりD2信号が入力される。 $H_L V_H$ 等の各成分は時間的に分離されているためこれらはスイッチ812により伸長部503に順次、独立して送られる。この順序を図77の時間配置図を用いて説明する。まず、第1チャンネルの $H_L V_L$ の圧縮信号が伸長部503に入り、伸長処理される。次に第1チャンネルの $H_L V_H$, $H_H V_L$, $H_H V_H$ が伸長処理され、スイッチ812aを介して、合成器556の所定の入力部に入力され、合成処理され、まず $H_L V_L-H$ 信号が合成される。この信号はスイッチ765aの出力1からスイッチ765の入力2に入力され、合成器556の $H_L V_L$ 入力部に入力される。

【0276】次にタイミング2において、図77の時間配置図に示すようにD2信号の $H_L V_H-H$, $H_H V_L-H$, $H_H V_H-H$ 信号が入力され伸長部503により伸長され、スイッチ812aを介して各信号が合成器556の所定の入力に入力され、合成処理されHDTV信号が出力される。このHDTV信号はスイッチ765aの出力2より出力部521を介してHDTV信号が出力される。上述のように図77の時間配置により送信することにより受信機の伸長部と合成器の数を大巾に削減するという効果がある。なお、図77は時間配置図ではD1, D2信号の2つの段階を用いたが、前述のD3信号を用いると、高解像度HDTVを加え4つの階層のTV放送ができる。

【0277】図79はD1, D2, D3の3層の物理階層を用いた3つの階層の映像を放送する階層型放送の時間配置図である。図から明かなように同一TVチャンネルの各成分は時間的に重複しないように配置してある。

又、図80は図78のブロック図で説明した受信機に第3入力部521aを加えた受信機である。図79の時間配置により放送することにより、図80のブロック図で示すような簡単な構成で受信機が構成できるという効果がある。

【0278】動作は、図77の時間配置図、図78のブロック図とほぼ同じである。このため説明は省略する。又、図81の時間配置図のようにD1信号に全ての信号を時間多重することもできる。この場合、データ821と別データ822の2つのデータはデータ821a、812b、821cに比べてエラー訂正能力を高めてある。このため、他のデータに比べて階層が高くなっている。前述のように物理的には一層であるが論理的には2層の階層伝送となっている。又、番組チャンネル1のデータの間に別の番組チャンネル2の別データが挿入されている。このため、受信機側でシリアル処理が可能となり、図79の時間配置図と同じ効果が得られる。

【0279】図81の時間配置図の場合、論理的な階層となっているが、データ821、別データ822の伝送ビットレートを1/2や1/3に落とすことにより、このデータの伝送時のエラーレートが下がるため、物理的な階層伝送をすることもできる。この場合、物理階層は3層となる。

【0280】図82は、図81の時間配置図のような、データ列D1信号のみを伝送する場合の画像デコーダ423のブロック図で、図80のブロック図に示す画像デコーダに比べて、より簡単な構成となる。動作は図80で説明した画像デコーダと同じため説明を省略する。

【0281】以上のように、図81の時間配置図のような送信信号を送信すると図82のブロック図のように伸長部503合成器556の数を大巾に削減できるという効果がある。又、4つの成分が時間的に分離されて入力されるため、合成器556つまり図32の画像合成部548の内部の回路ブロックを入力する画像成分に応じて接続変更により、いくつかのブロックを時分割で共用し回路を省略することもできる。

【0282】以上のようにして簡単な構成で受信機が構成できるという効果がある。なお、実施例5では、ASK変調を用いて動作を説明したが、実施例5で説明した多くの手法は実施例1、2、3で説明したPSKやQAM変調にも使える。

【0283】又、これまでの実施例はFSK変調にも使える。例えば、図83のようにf1、f2、f3、f4の多値のFSK変調を行う場合、実施例5の図58の信号点配置図のようにグループ化を行い、各グループの信号点位置を離すことにより、階層型伝送ができる。

【0284】図83において周波数f1、f2の周波数群841をD1=0と定義し、周波数f3、f4の周波数群842をD1=1と定義する。そして、f1、f3をD2=0、f2、f4をD2=1と定義すると、図に示

すように、D1、D2の各1bit、計2bitの階層型伝送が可能となる。例えば、C/Nの高い場合は $t=t_3$ において、D1=0、D2=1が再生でき、 $t=t_4$ においてD1=1、D2=0が再生できる。次にC/Nが低い場合は $t=t_3$ においてD1=0のみが、 $t=t_4$ においてD=1のみが再生できる。こうしてFSKの階層型伝送ができる。実施例3、4、5で説明した映像信号の階層型の放送にこのFSKの階層型の多値伝送方式を用いることもできる。

【0285】又、図84のような、ブロック図に示す磁気記録再生装置に本発明の実施例5を用いることもできる。実施例5はASKのため磁気記録再生ができる。

【0286】図84は記録装置(Recorder)/送信機(Transmitter)と再生装置(Play er)/受信機(Receiver)のブロック図を示す。

【0287】図84のブロック図において、送信機1、受信機43の実施例5のVSB-ASK変調方式が送信機1の送信回路5aを記録装置磁気記録信号アンプ857aにおきかえ、受信機43の受信回路24aを磁気再生信号アンプ857bに置きかえることにより、全く同じ構成になる。本文では伝送装置においてはASK信号は全てVSB-ASKであるため、VSB-ASK信号をASK信号と省略して説明する。

【0288】図84の動作を説明すると、HDTV信号はVideo encoder 401で圧縮された後2つのデータに分けられ、第1データ列はECCエンコーダ743aで誤り符号化され、第2データ列はECC744aで誤り符号化された後、Trellis Encoder 744bにより、トレリス符号化されて、VSB-ASKのModulator 749に入る。Recorderの場合はOffset Generator 856により、Offset信号を加えた上で記録回路853により、磁気テープ855上に記録される。伝送装置のTransmitter 1の場合はOffset Generator 856によりDCオフセット電圧をASK信号に重畳させてUp converter 5aにより送信される。DCオフセットさせることにより受信機43にキャリア再生が容易になる。送信された前述の4VSB、8VSB、16VSBのVSB-ASK信号はアンテナ32bにより受信され受信回路24aを経て、復調器852aに入力される。

【0289】一方、記録装置で記録された記録信号は再生ヘッド854aで再生されて再生回路858を経て同じく復調器852bへ送られる。

【0290】復調器852bへ入力された信号は復調器852bのフィルタ858aを経て、前述のVSB等のASK復調機852bにより、復調される。復調信号の第1データ列はECCデコーダ758aにより、エラー訂正され、第2データ列はTrellisデコーダ75

9bとECCデコーダ759aによりエラー訂正される。そしてビデオデコーダ402により、映像信号に伸長されHDTV、TV信号もしくはSDTVの信号が出力される。

【0291】Trellis符号化器の追加により回路は複雑になるが、エラーレートが下がり、伝送装置の伝送距離が拡大し、記録再生装置の画質が改善される。この場合、受信機43のFilter 858aは、図134に示すようなアナログTV信号のメインキャリアや映像キャリアや音声キャリアを排除するようなフィルタ特性をもった、くし型のFilter 760aを用いることにより、アナログTV信号の妨害を排除でき、エラーレートが下がる。この場合、妨害がない時も常にフィルタを入れておくと受信信号が劣化する。これを避けるため図65に示すように、エラーレート検知部782により、アナログTVの妨害により、信号が劣化した場合のみ、アナログTVフィルタ760aをONし、妨害がない時、OFFすることにより、Filterによる信号劣化を防ぐことができる。

【0292】また、図84の場合第1データ列と第2データ列のうち、第2データ列の方がエラーレートが少ない。従って、第2データ列に図66のデ・スクランブル情報や各画像ブロックのイメージデータのヘッダ情報のような重要なHigh priority (HP) 情報を伝送/記録することにより、デ・スクランブルや、各画像ブロックの画像信号再生を安定させることができる。

【0293】また図137、図172に示すように8VSBや16VSBの伝送装置において、時間分割された各サブチャンネルのデータ列を、トレリスデコーダーやECCデコーダーの誤り訂正のコードゲインを各サブチャンネルで変え、High Priority (HP) 情報をこのコードゲインの高い方のサブチャンネルで送る。HP情報のエラーレートは低くなるため伝送路においてある程度ノイズが発生し信号が劣化しLow Priority 情報(LP) 情報が破壊されても、HP情報のデータは破壊されないという効果が得られる。HP情報として前述のデ・スクランブル情報や画像ブロック単位のデータパケットのアドレス等のヘッダ情報を伝送することによりスクランブルの解除が長時間安定し視聴者は安定してスクランブル解除された番組を視聴できる。また各画像ブロックの壊滅的な破壊が防止されるため受信信号が劣化しても全体の画質が劣化するだけで視聴者は、TV番組をある程度の画質で視聴することができるという効果がある。

【0294】(実施例6) 第6の実施例により本発明の伝送記録方式を磁気記録再生装置に応用した例を説明する。実施例5では多値伝送のASK伝送方式に本発明を適用した場合を示したが、同じ原理で図173のブロック図に示すような多値のASK記録方式の磁気記録再生

装置にも本発明を応用することができる。ASKの他、PSK、FCK、QAMに本発明のC-CDM方式を適用することにより階層型および非階層型の多値の磁気記録が可能となる。前述のように本発明は記録装置、伝送装置の双方に適用できるが、記録装置の例を用いて説明する。

【0295】まず、16QAMや32QAMの磁気記録再生装置に本発明のC-CDM方式を適用した例を用いて階層化および多値化する方法を説明する。図84は実施例5で多値のVSB等9ASKを用いた伝送・記録装置について説明したが、この図84のASKをQAMに変えても同じ効果が得られる。図84、図173ではQAMにC-CDMを適用した場合を説明する。以下QAMをC-CDM多重化したものをSRQAMと呼ぶ。なお図137と図154では、本発明を伝送システムに応用した場合を説明する。

【0296】図84、図173を説明すると、磁気記録再生装置851は、入力したHDTV等の映像信号を画像エンコーダ401の第1画像エンコーダ401aと第2画像エンコーダ401bにより高域信号と低域信号に分離し圧縮し、入力部742の中の第1データ列入力部743にH_LV_L成分等の低域映像信号を、第2データ列入力部744にH_HV_H成分等を含む高域映像信号を入力し、変復調器852の中の変調部749に入力する。第1データ列入力部743では、エラー訂正コードがECC部73aにおいて低域信号に付加される。一方、第2データ列入力部744に入力された第2データ列は16SRQAM、36SRQAM、64SRQAMの場合、2bit、3bit、4bit、になる。この信号はECC744aにより誤り符号化された後Trellisエンコーダ部744bにより16SRQAM、32SRQAM、64SRQAMの場合、図128(a)(b)

(c)に示すTrellis Encoder 744bにより、各々1/2、2/3、3/4の比率のTrellis符号化される。例えば64SRQAMの場合、第1データ列は2bitで第2データ列は4bitとなる。このため図128

(c)に示すようなTrellis Encoder 744bを用い、3bitデータを4bitとしたRatio 3/4のTrellis Encodeを行う。4ASK、8ASK、16ASKの場合、単独で1/2、2/3、3/4のトレリスエンコードする。こうして冗長度は上がり、データレートは下がる一方でエラー訂正能力が上がるため同一のデータレートのエラーレートを下げることができる。このため実質的な記録再生系もしくは伝送系の情報伝送量は増える。実施例5で説明した8VSBの伝送システムの場合、3bit/symbolであるため、図128

(b)(e)に示すRatio 2/3のTrellis Encoder 744g、Trellis Decoder 744qを使用でき、全体のブロック図は図171のようになる。但し、Trellis Encodeは回路が複雑になるため、実施例6の図84のプ

ロック図ではエラーレートの元々低い第1データ列には使用していない。第1データ列より第2データ列の方が符号間距離が小さく、エラーレートが悪いが、第2データ列をTrellis符号化することにより、エラーレートが改善される。第1データ列のTrellis符号化回路を省略する構成により、全体の回路がよりシンプルになるという効果がある。変調の動作は実施例5の図64の送信機とほぼ同じであるため詳しい説明は省略する。変調部749で変調された信号は記録再生回路853において、バイアス発生器856によりACバイアスされ増巾器857aにより増巾され磁気ヘッド854により磁気テープ855上に記録される。

【0297】記録信号のフォーマットは図113の記録信号周波数配置図に示すように周波数 f_c なる搬送波をもつ例えば16SRQAMの主信号859に情報が記録されるとともに、 f_c の2倍の $2f_c$ の周波数をもつパイロット f_p 信号859aが同時に記録される。周波数 f_{BIAS} なるバイアス信号859bにより、ACバイアスを加えて磁気記録されるため記録時の歪が少なくなる。図113に示す3層のうち2層の階層型の多値記録がされているため、記録再生できる閾値は $Th-1-2$ 、 $Th-2$ の2つが存在する。記録再生のC/Nレベルにより信号859なら2層全てが信号859CならD1のみが記録再生される。

【0298】主信号に16SRQAMを用いた場合、信号点配置は図100のようになる。又36SRQAMを用いた場合、図100のようになる。4ASK、8ASKを用いた場合、図58、図68(a)(b)のような配置となる。この信号を再生する場合、磁気ヘッド854からは、主信号859とパイロット信号859aが再生され、増巾器857bにより増巾される。この信号より搬送波再生回路858のフィルタ858aにより $2f_c$ なるパイロット信号 f_p が周波数分離され、 $1/2$ 分周器858bにより f_c の搬送波が再生され復調部760に送られる。この再生された搬送波を用いて復調部760において主信号は復調される。この時、HDTV用等の高C/N値の高い磁気記録テープ855を用いた場合、16点の各信号点の弁別しやすくなるため復調部760においてD1とD2の双方が復調される。そして画像デコーダ422により全信号が再生される。HDTV VTRの場合例えば15MbpsのHDTVの高ビットレートのTV信号が再生される。C/N値が低いビデオテープ程、コストは安い。現時点で市販のVHSテープと放送用の高C/N型テープとは10dB以上C/Nの差がある。安価なC/N値の低いビデオテープ855を用いた場合はC/N値が低いため16値や36値の信号点を全て弁別することは難しくなる。このため第1データ列D1は再生できるが第2データ列D2の2bitもしくは3bitもしくは4bitのデータ列は再生できず、第1データ列の2bitのデータ列のみが再生され

る。2層の階層型のHDTV画像信号を記録再生した場合、低C/Nテープでは高域画像信号は再生されないため第1データ列の低レートの低域画像信号、具体的には例えば7MbpsのワイドNTSCのTV信号が出力される。

【0299】また図114のブロック図に示すように第2データ列出力部759と第2データ列入力部744と第2画像デコーダ422aを省略し、第1データ列D1のみを変復調する変形QPSSK等の変調器をもつ低ビットレート専用の記録再生装置851も一つの製品形態として設定できる。この装置は第1データ列のみの記録再生が行える。つまりワイドNTSCグレードの画像信号を記録再生できる。上述のHDTV信号等の高ビットレートの信号が記録された高いC/N値を出力するビデオテープ855をこの低ビットレート専用の磁気記録再生装置で再生した場合、第1データ列のD1信号のみが再生され、ワイドNTSC信号が出力され、第2データ列は再生されない。つまり同じ階層型のHDTV信号が記録されたビデオテープ855を再生した場合、一方の複雑な構成の記録再生装置ではHDTV信号、一方の簡単な構成の記録再生装置ではワイドNTSC TV信号が再生できる。つまり2層の階層の場合異なるC/N値をもつテープと異なる記録再生データレートをもつ機種の間で4つの組み合わせの完全互換性が実現するという大きな効果がある。この場合、HDTV専用機に比べてNTSC専用機は著しく簡単な構成になる。具体的には例えばEDTVのデコーダの回路規模はHDTVのデコーダ比べて $1/6$ になる。従って低機能機は大中に低いコストで実現できる。このようにHDTVとEDTVの画質の記録再生能力が異なる2つのタイプの記録再生装置を実現できるため幅広い価格帯の機種が設定できるという効果がある。また使用者も高価格のC/Nの高いテープから低価格の低C/Nのテープまで、要求画質に応じてその都度自由にテープを選択できる。このように互換性を完全に保ちながら拡張性が得られるとともに将来との互換性も確保できる。従って将来も陳腐化しない記録再生装置の規格が実現することも可能となる。この他の記録方法としては実施例1、3で説明した位相変調による階層記録もできる。

【0300】実施例5で説明したASKによる記録もできる。現在2値の記録を多値にして図59(c)(d)や図68(a)(b)に示すように4値のASKや8値のASKの信号点を2つのグループに分け、2層と3層の階層化できる。

【0301】ASKの場合のブロック図は図84と同じである。図173のようになる。TrellisとASKの組み合わせによりエラーレートが下がる。実施例で説明した以外に磁気テープ上の多トラックによる階層型等の多値記録もできる。又、エラー訂正能力を変えて、データを差別化することによる論理的な階層記録もでき

る。

【0302】ここで将来規格との互換性について述べる。通常、VTR等の記録再生装置の規格を設定する場合、現実に入手できる最も高いC/Nのテープを用いて規格が定められる。テープの記録特性は日進月歩で向上する。例えば10年前のテープに比べて、現在C/N値は10dB以上向上している。この場合、現在から10年～20年後の将来においてテープ性能が向上した時点で新しい規格を設定する場合、従来方式では古い規格との互換性をとることは非常に難しい。このため新旧規格は片互換もしくは非互換である場合が多かった。

【0303】しかし、本発明の場合、まず、現行テープで第1データ列もしくは第2データ列を記録再生する規格をつくる。次に将来テープのC/Nが大巾に向上した時点で本発明を予め採用しておけば上位のデータ階層のデータ例えば第3データ列のデータを追加し、例えば3階層の64SRQAMや8ASKを記録再生するスーパーHDTV VTRが従来規格と完全互換を保ちながら実現する。この将来規格が実現した時点で本発明、新規格で第3データ列まで3層記録された磁気テープを、第1データ列、第2データ列しか記録再生できない旧規格の2層の磁気記録再生装置で再生した場合、第3データ列は再生できないが第1、第2データ列は完全に再生できる。このためHDTV信号は再生される。このため新旧規格間の互換性を保ちながら将来、記録データ量を拡張できるという効果がある。

【0304】ここで図84の再生動作の説明に戻る。再生する時は磁気テープ855を磁気ヘッド854と磁気再生回路853により再生信号を再生し変復調器852に送る。復調部は実施例1、3、4とほぼ同様な動作をするため説明を省略する。復調部760により第1データ列D1と第2データ列D2を再生し、第2データ列はVitabiデコーダ等のTrellis-Decoder759bにより、code gainの高いエラー訂正をされ、エラーレートは低くなる。D1、D2信号は画像デコーダ422により復調されHDTVの映像信号が出力される。

【0305】以上は2つの階層をもつ磁気記録再生装置の実施例であるが、次に2層の物理階層に1層の論理階層を加えた3層の階層の磁気記録再生装置の実施例を図131のブロック図を用いて説明する。基本的には、図84と同じ構成であるが第1データ列をTDMにより、さらに2つのサブチャンネルに分割し3層構造にしている。図131に示すように、まずHDTV信号は第1画像エンコーダ401aの中の第1—1画像エンコーダ401cと第1—2画像エンコーダ401dにより、中域と低域の映像信号の2つのデータ、D₁₋₁とD₁₋₂に分離され入力部742の第1データ列入力部に入力される。MPEGグレードの画質のデータ列D₁₋₁はECC coder743aにおいてCode gainの高い誤り訂正符号化をされ、D₁₋₂はECC Coder743bにおいて通常のCode gai

nをもつ誤り訂正符号化をされる。D₁₋₁とD₁₋₂はTDM部743cにより時間多重化され、一つのデータ列D₁となる。D₁とD₂はC—CDM変調部749で変調され磁気ヘッド854により磁気テープ855上に、2層で階層記録される。

【0306】再生時には、磁気ヘッド854により再生された記録信号は、図84で説明したのと同様の動作により、C—CDM復調部760によりD₁とD₂に復調される。第1データ列D₁は第1データ出力部758の中のTDM部758cにおいて、2つのサブチャンネルD₁₋₁とD₁₋₂に復調される。D₁₋₁はCode gainの高いECC Decoder758aにおいて、誤り訂正されるため、D₁₋₂に比べてD₁₋₁は低いC/N値においても復調され第1—1画像デコーダ402aによりLDTVがDecodeされ出力される。一方D₁₋₂はCode gainの通常のECC Decoder758bにおいて誤り訂正されるため、D₁₋₁に比べると高いC/Nのスレシホールド値をもつため信号レベルが大きくないと再生できない。そして、第1—2画像エンコーダ402dにおいて復調され、D₁₋₁と合成されて、ワイドNTSCグレードのEDTVが出力される。

【0307】第2データ列D₂はTrellis Decoder759bによりVitabi復号され、ECC759aによりエラー訂正され、第2画像エンコーダ402bにより高域画像信号となり、D₁₋₁、D₁₋₂と合成されてHDTVが出力される。この場合のD₂のC/Nの閾値はD₁₋₂より大きく設定する。従ってテープ855のC/N値が小さい場合、D₁₋₁つまりLDTVが再生され、通常のC/N値のテープ855の場合D₁₋₁、D₁₋₂つまりEDTVが再生され、C/N値の高いテープ855を用いるとD₁₋₁、D₁₋₂、D₂つまりHDTV信号が再生される。

【0308】こうして3層の階層の磁気記録再生装置が実現する。前述のようにテープ855のC/N値とコストとは相関関係にある。本発明の場合使用者は3つのタイプのテープコストに応じた3つのグレードの画質の画像信号を記録再生できるため、使用者が記録したいTV番組の内容に応じてテープのグレードを選択する巾が広がるという効果がある。

【0309】次に早送り再生時の階層記録の効果を述べる図132の記録トラック図に示すように磁気テープ855上にはアジマス角Aの記録トラック855aと逆のアジマス角のBの記録トラック855bが記録されている。図示するように記録トラック855aの中央部にこのまま記録領域855cを設け、他の領域をD₁₋₂記録領域855dとする。これを各々の記録トラック数々につき少なくとも1ヶ所設ける。この中にはLDTV1フレーム分が記録されている。高域信号のD₂信号は記録トラック855aの全領域のD₂記録領域855eに記録する。通常速度の記録再生時には、この記録フォーマットは新たな効果は生まない。さて順方向と逆方向のテープ早送り再生時にはアジマス角Aの磁気ヘッドトレ

ス 8 5 5 f は図に示すように磁気トラックと一致しなくなる。図 1 3 2 に示す本発明においてはテープ中央部の狭い領域に設定された D_{11} 記録領域 8 5 5 c を設けてある。このためある一定の確率ではあるが、この領域は確実に再生される。再生された D_{11} 信号からは M P E G 1 並みの L D T V の画質ではあるが同一時間の画面全体の画像を復調できる。こうして早送り再生時には 1 秒間に数枚から数十枚の L D T V の完全な画像が再生されると使用者は早送り中の画面を確認できるという大きな効果がある。

【0310】また逆送り再生時にはヘッドトレース 8 5 g 示すように磁気トラックの一部の領域しかトレースしない。しかし、この場合においても図 1 3 2 で示す記録再生フォーマットを用いた場合、 D_{11} 記録領域が再生できるため L D T V グレードの画質の動画が間欠的に出力される。

【0311】こうして、本発明では記録トラックの一部の狭い領域に L D T V グレードの画像を記録するため使用者は正逆両方向の早送り時に L D T V グレードの画質で早送りの間欠的にほぼ完全な静止画を再生できるため、高速検索時に画面の確認が容易になるという効果がある。

【0312】次に、さらに高速の早送り再生に対応する方法を述べる。図 1 3 2 の右下に示すように D_{11} 記録領域 8 5 5 C を設け、L D T V の 1 フレームを記録するとともに D_{11} 記録領域 8 5 5 C の一部にさらに狭い領域の $D_{11} \cdot D_2$ 記録領域 8 5 5 h を設ける。この領域におけるサブチャンネル D_{11} には L D T V の 1 フレームの一部の情報が記録されている。L D T V の残りの情報を $D_{11} \cdot D_2$ 記録領域 8 5 5 h の D_2 記録領域 8 5 5 j に重複して記録する。サブチャンネル D_2 はサブチャンネル D_{11} の 3 ～ 5 倍のデータ記録量をもつ。従って D_{11} と D_2 で $1/3 \sim 1/5$ の面積のテープ上の L D T V の 1 フレームの情報を記録できる。ヘッドトレースがさらに狭い領域である領域 8 5 5 h、8 5 5 j に記録できるため、ヘッドのトレース時間 T_s に比べて時間も面積も $1/3 \sim 1/5$ になる。従って早送り速度を早めてヘッドのトレースがさらに傾いても、この領域全体をトレースする確率が高くなる。このため D_{11} のみの場合に比べてさらに 3 ～ 5 倍速い早送り時にも完全な L D T V の画像を間欠的に再生する。

【0313】この方式は 2 階層の V T R の場合、 D_2 記録領域 8 5 5 j を再生する機能がないため、高速の早送り時には再生できない。一方 3 階層の高機能型 V T R においては 2 階層に比べて 3 ～ 5 倍速い早送り時にも画像が確認できる。つまり、階層の数つまりコストに応じた画質だけでなく、コストに応じて再生可能な最大早送り速度が異なる V T R が実現する。

【0314】なお実施例では階層型変調方式を用いたが 1 6 Q A M 等の通常の変調方式でも、階層型の画像符号

化を行えば本発明による早送り再生が実現する。ことはいうまでもない。

【0315】従来の高度に画像を圧縮する方式の非階層型のデジタル V T R の記録方式では画像データが均一に分散しているため、早送り再生時に各フレームの同一時間の画面の画像の全部を再生することはできない。このため画面の各ブロックの時間軸のずれた画像しか再生できない。しかし、本発明の階層型の H D T V V T R では L D T V グレードではあるが、画面の各ブロックの時間軸のずれていない画像を早送り再生時に再生できるという効果がある。

【0316】本発明の H D T V の 3 層の階層記録を行った場合記録再生系の C/N が高いときは H D T V 等の高解像度 TV 信号を再生できる。そして記録再生系の C/N が低い場合や機能の低い磁気再生装置で再生した場合、ワイド N T S C 等の E D T V グレードの TV 信号もしくは低解像度 N T S C 等の L D T V グレードの TV 信号が出力される。

【0317】以上のように本発明を用いた磁気再生装置においては、 C/N が低くなった場合や、エラーレートが高くなった場合においても同一内容の映像を低い解像度、もしくは低い画質で再生できるという効果が得られる。

【0318】（実施例 7）実施例 7 は本発明を 4 階層の映像階層伝送に用いたものである。実施例 2 で説明した 4 階層の伝送方式と 4 階層の映像データ構造を組み合わせることにより図 9 1 の受信妨害領域図に示すように 4 層の受信領域ができる。図に示すように最内側に第 1 受信領域 8 9 0 a、その外側に第 2 受信領域 8 9 0 b、第 3 受信領域 8 9 0 c、第 4 受信領域 8 9 0 d ができる。この 4 階層を実現する方式について述べる。

【0319】4 階層を実現するには変調による 4 層の物理階層やエラー訂正能力の差別化による 4 層の論理階層があるが、前者は階層間の C/N 差が大きいので 4 層では大きな C/N が必要となる。後者は、復調可能なことが前提であるため、階層間の C/N 差を大きくとれない。現実的であるのは、2 層の物理階層と 2 層の論理階層を用いて、4 層の階層伝送を行うことである。では、まず映像信号を 4 層に分離する方法を述べる。

【0320】図 9 3 は分離回路 3 のブロック図である分離回路 3 は映像分離回路 8 9 5 と 4 つの圧縮回路から構成される。分離回路 4 0 4 a、4 0 4 b、4 0 4 c の内部の基本的な構成は、図 3 0 の第 1 画像エンコーダ 4 0 1 の中の分離回路 4 0 4 のブロック図と同じなので説明は省略する。分離回路 4 0 4 a 等は映像信号を低域成分 $H_L V_L$ と高域成分 $H_H V_H$ と中間成分 $H_M V_L$ 、 $H_L V_H$ の 4 つの信号に分離する。この場合、 $H_L V_L$ は解像度が元の映像信号の半分になる。

【0321】さて入力した映像信号は映像分離回路 4 0 4 a により高域成分と低域成分に 2 分割される。水平と

垂直方向に分割されるため4つの成分が出力される。高域と低域の分割点はこの実施例では中間点にある。従って、入力信号が垂直1000本のHDTV信号の場合H_iV_i信号は垂直500本の、水平解像度も半分のTV信号となる。

【0322】低域成分のH_iV_i信号は分離回路404cにより、さらに水平、垂直方向の周波数成分が各々2分割される。従ってH_iV_i出力は例えば垂直250本、水平解像度は1/4となる。これをLL信号と定義するとLL成分は圧縮部405aにより圧縮され、D₁₋₁信号として出力される。

【0323】一方、H_iV_iの高域成分の3成分は合成器772cにより1つのLH信号に合成され、圧縮部405bにより圧縮されD₁₋₂信号として出力される。この場合、分離回路404cと合成器772cの間に圧縮部を3つ設けてもよい。

【0324】高域成分のH_HV_H、H_LV_H、H_HV_Lの3成分は合成器772aにより一つのH_HV_H-H信号となる。圧縮信号が垂直水平とも1000本の場合、この信号は水平、垂直方向に500本~1000本の成分をもつ。そして分離回路404bにより4つの成分に分離される。

【0325】従ってH_iV_i出力として水平、垂直方向の500本~750本の成分が分離される。これをHH信号とよぶ。そしてH_HV_H、H_LV_H、H_HV_Lの3成分は750本~1000本の成分をもち、合成器772bで合成され、HH信号となり圧縮部405dで圧縮され、D₂₋₂信号として出力される。一方HL信号はD₂₋₁信号として出力される。従ってLL、つまりD₁₋₁信号は例えば0本~250本以下の成分、LHつまりD₁₋₂信号は250本以上500本以下の周波数成分HLつまりD₂₋₁信号は500本以上750本以下の成分、HHつまりD₂₋₂信号は750本以上1000本以下の周波数成分をもつ。この分離回路3により階層型のデータ構造ができるという効果がある。この図93の分離回路3を用いて実施例2で説明した図87の送信機1の中の分離回路3の部分を置きかえることにより、4層の階層型伝送ができる。

【0326】こうして階層型データ構造と階層型伝送を組み合わせることにより、C/Nの劣下に伴い段階的に画質が劣化する画像伝送が実現できる。これは放送においてはサービスエリアの拡大という大きな効果がある。次にこの信号を復調再生する受信機は実施例2で説明した図88の第2受信機と同じ構成と動作である。従って全体の動作は省略する。ただ映像信号を扱うため合成部37の構成がデータ送信と異なる。ここでは合成部37を詳しく説明する。

【0327】実施例2において図88の受信機のブロック図を用いて説明したように、受信した信号は復調され、エラー訂正され、D₁₋₁、D₁₋₂、D₂₋₁、D₂₋₂の4

つの信号となり、合成部37に入力される。

【0328】ここで図94は合成部33のブロック図である。入力されたD₁₋₁、D₁₋₂、D₂₋₁、D₂₋₂信号は伸長部523a、523b、523c、523dにおいて伸長され、図93の分離回路において説明したLL、LH、HL、HH信号となる。この信号は、元の映像信号の水平、垂直方向の帯域を1とするとLLは1/4、LL+LHは1/2、LL+LH+HLは3/4、LL+LH+HL+HHは1の帯域となる。LH信号は分離器531aにより分離され画像合成部548aにおいてLL信号と合成されて画像合成部548cのH_iV_i端子に入力される。画像合成部531aの例の説明に関しては図32の画像デコーダ527で説明したので省略する。一方、HH信号は分離器531bにより分離され、画像合成部548bに入力される。HL信号は画像合成部548bにおいてHH信号と合成され、H_HV_H-H信号となり分離器531cにより分離され、画像合成部548cにおいてLHとLLの合成信号と合成され、映像信号となり合成部33から出力される。そして図88の第2受信機の出力部36でTV信号となり出力される。この場合、原信号が垂直1050本、約1000本のHDTV信号ならば図91の受信妨害図に示した4つの受信条件により4つの画質のTV信号が受信される。

【0329】TV信号の画質を詳しく説明する。図91と図86を一つにまとめたのが図92の伝送階層構造図である。このようにC/Nの向上とともに受信領域862d、862c、862b、862aにおいてD₁₋₁、D₁₋₂、D₂₋₁、D₂₋₂と次々と再生できる階層チャンネルが追加されデータ量が増える。

【0330】映像信号の階層伝送の場合図95伝送階層構造図のようにC/Nの向上とともにLL、LH、HL、HH信号の階層チャンネルが再生されるようになる。従って送信アンテナからの距離が近づくにつれ、画質が向上する。L=Ldの時LL信号、L=Lcの時LL+LH信号、L=Lbの時LL+LH+HL信号、Laの時LL+LH+HL+HH信号が再生される。従って、原信号の帯域を1とすると1/4、1/2、3/4、1の帯域の画質が各々の受信地域で得られる。原信号が垂直走査線1000本のHDTVの場合、250本、500本、750本、1000本のTV信号が得られる。このようにして段階的に画質が劣化する階層型映像伝送が可能となる。図96は従来のデジタルHDTV放送の場合の受信妨害図である。図から明らかなように従来方式ではC/NがV₀以下でTV信号の再生は全く不可能となる。従ってサービスエリア距離Rの内側においても他局との競合地域、ビルかげ等では×印で示すように受信できない。図97は本発明を用いたHDTVの階層放送の受信状態図を示す。図97に示すように、距離LaでC/N=a、LbでC/N=b、LcでC/N=c、LdでC/N=dとなり各々の受信地域で250

本、500本、750本、1000本の画質が得られる。距離 L_a 以内でも C/N が劣下し、HDTVの画質そのものでは再生できない地域が存在する。しかし、その場合でも画質が落ちるものの再生はできる。例えばビルかげのB地点では750本、電車内のD地点では250本、ゴーストを受けるF地点では750本、自動車内のG地点では250本、他局との競合地域であるL地点でも250本の画質で再生できる。以上のようにして本発明の階層伝送を用いることにより従来提案されている方式では受信再生できなかった地域でも受信できるようになり、TV局のサービスエリアが大巾に拡大するという著しい効果がある。また、図98の階層伝送図に示すように D_{11} チャンネルでその地域のアナログ放送と同じ番組の番組Dを放送し、 D_{12} 、 D_{21} 、 D_{22} チャンネルで他の番組C、B、Aを放送することにより、番組Dのサイマルキャストを全地域で確実に放送し、サイマルキャストの役割を果たしながら他の3つの番組をサービスするという多番組化の効果も得られる。

【0331】(実施例8)以下、第7の実施例を図面に基づき説明する。実施例8は本発明の階層型伝送方式をセルラー電話システムの送受信機に応用したものである。図115の携帯電話機の送受信機のブロック図においてマイク762から入力された通話者の音声は圧縮部405により前述した階層構造のデータ D_1 、 D_2 、 D_3 に圧縮符号化され、時分割部765においてタイミングに基づき所定のタイムスロットに時間分割され、変調器4において前述のSRQAM等の階層型の変調を受け1つの搬送波にのり、アンテナ共用器764を経てアンテナ22より送信され、後述する基地局で受信され、他の基地局もしくは電話局に送信され、他の電話と交信できる。

【0332】一方、他の電話からの交信信号は基地局からの送信電波としてアンテナ22により受信される。この受信信号はSRQAM等の階層型の復調器45において、 D_1 、 D_2 、 D_3 のデータとして復調される。復調信号からはタイミング回路767においてタイミング信号が検出され、このタイミング信号は時分割部765に送られる。復調信号 D_1 、 D_2 、 D_3 は伸長部503において伸長され音声信号になり、スピーカ65に送られ、音声となる。

【0333】次に図116の基地局のブロック図にあるように六角形もしくは円形の3つの受信セル768、769、770、の各中心部にある基地局771、772、773は図115と同様の送受信機761a~761jを複数個もち、送受信機の数と同じチャンネル数のデータを送受信する。各基地局に接続された基地局制御部774は各基地局の通信のトラフィック量を常に監視し、これに応じて各基地局へのチャンネル周波数の割り当てや各基地局の受信セルの大きさの制御等の全体システムのコントロールを行う。

【0334】図117の従来方式の通信容量トラフィック分布図に示すようにQPSK等の従来方式のデジタル通信方式では受信セル768、770のAchの伝送容量は $d=A$ の図に示すように同波数利用効率 $2\text{ bit}/\text{Hz}$ のデータ774d、774bと $d=B$ の図のデータ774cを合わせたデータ774dなり、どの地点においても $2\text{ bit}/\text{Hz}$ の様な周波数利用効率である。一方、実際の都市部は密集地775a、775b、775cのようにビルの集中したところは人口密度が高く、交信トラフィック量もデータ774eに示すようにピークを示す。周辺のそれ以外の地域では交信量は少ない。実際のトラフィック量TFのデータ774eに対して従来のセルラー電話の容量はデータ774dに示すように全地域、同じ $2\text{ bit}/\text{Hz}$ の周波数効率であった。つまりトラフィック量の少ないところにも多いところと同じ周波数効率を適用しているという効率の悪さがあった。従来方式ではトラフィック量の多い地域には周波数割り当てを多くしチャンネル数を増やしたり、受信セルの大きさを小さくして対応していた。しかし、チャンネル数を増やすには周波数スペクトルの制約があった。また従来方式の16QAM、64QAM等の多値化は送信電力を増加させた。受信セルの大きさを小さくし、セル数を増やすことは基地局の数の増加を招き、設置コストを増大させる。以上の問題点がある。

【0335】理想的にはトラフィック量の多い地域には周波数効率を高くし、トラフィック量の少ない地域には周波数効率を高くし、トラフィック量の少ない地域には低くすることがシステム全体の効率を高められる。本発明の階層型伝送方式の採用により以上のことを実現できる。このことを図118の本発明の実施例8における通信容量・トラフィック分布図を用いて説明する。図118の分布図は上から順に受信セル770B、768、769、770、770aのA-A'線上の通信容量を示す。受信セル768、770はチャンネル群A受信セル770b、769、770aはチャンネル群Aと重複しないチャンネル群Bの周波数を利用している。これらのチャンネルは各受信セルのトラフィック量に応じて図116の基地局制御器774により、チャンネル数が増減させられる。さて図118において $d=A$ はAチャンネルの通信容量の分布を示す。 $d=B$ はBチャンネルの通信容量、 $d=A+B$ は全チャンネルを加算した通信容量、TFは通信トラフィック量、Pは建物と人口の分布を示す。受信セル768、769、770では前の実施例で説明したSRQAM等の多層の階層型伝送方式を用いているためデータ776a、776b、776cに示すように、QPSKの周波数利用効率 $2\text{ bit}/\text{Hz}$ の3倍の $6\text{ bit}/\text{Hz}$ を基地局周辺部では得られる。周辺部にいくに従い $4\text{ bit}/\text{Hz}$ 、 $2\text{ bit}/\text{Hz}$ と減少する。送信パワーを増やさないと点線777a、b、cに示すQPSKの受信セルの大きさに比べて 2 bit

／Hzの領域が狭くなるが、基地局の送信パワーを若干上げるにより同等の受信セルの大きさが得られる。64SRQAM対応の子局は基地局から遠いところではSRQAMのシフト量を $S=1$ にした変形QPSKで送受信し、近いところでは16SRQAM、さらに近傍では64SRQAMで送受信する。従ってQPSKに比べて最大送信パワーが増加することはない。また、回路を簡単にした図121のブロック図に示すような4SRQAMの送受信機も互換性を保ちながら他の電話と交信できる。図122のブロック図に示す16SRQAMの場合も同様である。従って3つの変調方式の子機が存在する。携帯電話の場合小型計量性が重要である。4SRQAMの場合周波数利用効率が下がるため通話料金は高くなるが、回路が簡単になるため小型軽量化が要求されるユーザーには適している。こうして本方式は幅広い用途に対応できる。

【0336】以上のようにして図118の $d=A+B$ のような容量の異なる分布をもつ伝送システムができる。TFのトラフィック量に合わせて基地局を設置することにより、総合的な周波数利用効率が向上するという大きな効果がある。特にセルの小さいマイクロセル方式は多くのサブ基地局を設置できるためサブ基地局をトラフィックの多い個所に設置しやすいため本発明の効果が高い。

【0337】次に図119のデータの時間配置図を用いて各タイムスロットのデータ配置を説明する。図119(a)は従来方式のタイムスロット、図119(b)は実施例8のタイムスロットを示す。図119(a)に示すように従来方式の送受信別周波数方式はDownつまり基地局から子局への送信の時に周波数Aで時間のスロット780aで同期信号Sを送り、スロット780b、780c、780dで各々A、B、Cチャンネルの子機への送信信号を送る。次にUpつまり子機から基地局へ送る場合、周波数Bで時間スロット781a、781b、781c、781dに各々同期信号、a、b、cチャンネルを送信信号する。

【0338】本発明の場合、図119(b)に示すように前述の64SRQAM等の階層型伝送方式を用いているため D_1 、 D_2 、 D_3 の各々の2bit／Hzの3つの階層データをもつ。 A_1 、 A_2 データは16SRQAMで送るためスロット782b、782cとスロット783b、783cに示すように約2倍のデータレートとなる。同一音質で送る場合半分の時間で送れる。従ってタイムスロット782b、782cは半分の時間になる。こうして2倍の伝送容量が図118の776cの第2階層の地域つまり基地局の近傍で得られる。同様に、タイムスロット782g、783gでは E_1 データの送受信が64SRQAMで行われる。約3倍の伝送容量をもつため、同一タイムスロットで3倍の E_1 、 E_2 、 E_3 の3チャンネルが確保できる。この場合基地局のさらに

近傍地域で送受信することが要求される。このようにして最大約3倍の通話が同一周波数帯で得られるという効果がある。但し、この場合は基地局の近傍でこのままの通話が行われた場合で、実際はこの数字より低い。また実際の伝送効率は90%程度に落ちる。本発明の効果を上げるためには、トラフィック量の地域分布と本発明による伝送容量分布が一致することが望ましい。しかし、図118のTFの図に示すように実際の都市においてはビル街を中心として緑地帯が周辺に配置されている。郊外においても住宅地の周辺に田畑や森が配置されている。従ってTFの図に近い分布をしている。従って本発明を適用する効果が高い。

【0339】図120のTDMA方式タイムスロット図で(a)は従来方式(b)は本発明の方式を示す。図120(a)に示すように、同一周波数帯でタイムスロット786a、786bで各々A、Bチャンネルの子機への送信を行い、タイムスロット787a、787bで各々A、Bチャンネルの子機からの送信を行う。図120(b)に示すように、本発明の場合16SRQAMの場合スロット788aで A_1 チャンネルの受信を行い、スロット788cで A_1 チャンネルの送信を行う。タイムスロット中は約 $1/2$ になる。64SRQAMの場合スロット788iで D_1 チャンネルの受信を行い、スロット788lで D_1 チャンネルの送信を行う。タイムスロット中は約 $1/3$ になる。

【0340】特に消費電力を下げるためにスロット788pにおいて $1/2$ のタイムスロットで16SRQAMの E_1 の受信を行うが、送信はスロット788rで通常のタイムスロット4SRQAMで行う。16SRQAMより4SRQAMの方が消費電力が少ないため、送信時の電力消費が少なくなるという効果がある。ただし、占有時間が長い分だけ通話料金は高くなる。バッテリーの小さい小型軽量の携帯電話やバッテリー残量が少ない時に効果が高い。

【0341】以上のようにして実際のトラフィック分布に合わせて伝送容量分布を設定できるため実質的な伝送容量が高めることができるという効果がある。また3つのもしくは2つの伝送容量の伝送容量を基地局、子局が選択できるため周波数効率を下げて消費電力を下げたり逆に効率を上げて通話料金を下げたり自由度が高く、様々な効果が得られる。また、伝送容量の低い4SRQAM等の方式により、回路を簡単にして小型化、低コスト化をした子機も設定できる。この場合、前の実施例で説明したように全ての機種間の伝送互換性がとれる点が本発明の特徴の一つである。こうして伝送容量の増大とともに超小型機から高機能機までの幅広い機種展開が計れる。

【0342】(実施例9)以下第9の実施例を図面に基づき説明する。実施例9は本発明をOFDM伝送方式に適用したものである。図123のOFDM送受信機のブ

ロック図と図124のOFDMの動作原理図を示す。FD
DMの一種であるOFDMは隣接するキャリアを直交さ
せることにより、一般のFD
Mより周波数帯の利用効率
が良い。またゴースト等のマルチパス妨害に強い。た
めデジタル音楽放送用やデジタルTV放送用に検討され
ている。図124のOFDMの原理図に示すようにOFDM
の場合入力信号を直列並列変換部791で周波数軸79
3上にデータを1/t sの間隔で配置し、サブチャネル
794 a~eを作成する。この信号を逆FFT器40
をもつ変調器4で時間軸799へ逆FFT変換し、送信
信号795を作る。t sの有効シンボル期間796の期
間の間、この逆FFTされた信号は送信され、各シン
ボルの間にはt gのガード期間797が設けられる。

【0343】図123のOFDM-CCDMハイブリッ
ド方式のブロック図を用いてHDTV信号を送受信する
場合の実施例9の動作を説明する。入力されたHDTV
信号は画像エンコーダ401により低域D₁₋₁と(中域
-低域)D₁₋₂と(高域-中域-低域)D₂の3層の階層
構造の画像信号に分離され、入力部742に入力され
る。第1データ列入力部743において、D₁₋₁信号はC
ode gainの高いECC符号化をされ、D₁₋₂信号は通常
のコードゲインのECCの符号化をされる。D₁₋₁とD₂
はTDM部743により、時間分割多重化され、D₁
信号になり、変調器852 aのD₁直列並列変換器79
1 aに入力される。D₁信号はn個の並列データとな
り、nケのC-CCDM変調器4 a, 4 b...の第1入力
部に入力される。

【0344】一方、高域成分信号のD₂は入力部742
の第2データ列入力部744においてECC部744 a
においてECC(Error Correction Code)符号化され
トレリスエンコーダ744 bにおいてトレリス符号化さ
れ、変調器852 aのD₂直列並列器791 bに入力さ
れ、nケの並列データとなり、C-CCDM変調器4 a,
4 b...の第2入力部に入力される。第1入力部のD₁デ
ータと第2入力部のD₂データにより各々のC-CCDM
変調器4 a, 4 b, 4 c...において16SRQAM等
にC-CCDM変調される。このnケのC-CCDM変調器
は各々の異なる周波数のキャリアをもつとともに隣接す
るキャリアは図124の794 a, 794 b, 794 c
...に示すように直交しながら周波数軸上793上にあ
る。こうして、C-CCDM変調されたnケの変調信号
は、逆FFT回路40により、周波数軸ディメンジョン
793から時間軸のディメンジョン790に写像され、
t sの実効シンボル長の時間信号796 a, 796 b等
になる。実効シンボル時間帯796 aと796 bの間
にはマルチパス妨害を減らすためT g秒のガード時間帯
797 aが設けられている。これを時間軸と信号レベルで
表現したものが、図129の時間軸-信号レベル図であ
り、ガード時間帯797 aのT gはマルチパスの影響時
間から用途に応じて決定される。TVゴースト等のマル

チパスの影響時間より長くT gを設定することにより受
信時に逆FFT回路40からの変調信号は並列直列コン
バータ40 bにより、一つの信号となり送信部5によ
り、RF信号となり送信される。

【0345】次に、受信機43の動作を述べる。図12
4の時間軸シンボル信号796 eに示す。受信信号は図
123の入力部24に入力され、変調部852 bに入力
され、デジタル化され、FFT部40 aにより、フー
リエ係数に展開され、図124に示すように時間軸799
から周波数軸793 aに写像される。図124の時間軸
シンボル信号から、周波数軸の信号のキャリア794
a, 794 b等に変換される。これらのキャリアは互い
に直交しているため、各々の変調信号が分離できる。図
125(b)に示す16SRQAM等が復調され、各々
のC-CCDM復調器45 a, 45 b等に送られる。そし
て、C-CCDM復調器45の各々のC-CCDM復調部4
5 a, b等において、階層型に復調されD₁, D₂のサブ
信号が復調され、D₁並列直列コンバーター852 aと
D₂並列直列コンバーター852 bにより、直列信号と
なり元のD₁, D₂信号が復調される。この場合、図12
5(b)に示すようなC-CCDMを用いた階層伝送方式
を用いているため、C/N値の悪い受信条件では、D₁
信号のみが復調され、よい受信条件では、D₁とD₂信号
の両方が復調される。復調されたD₁信号は出力部75
7において復調される。D₁₋₂信号に比べてD₁₋₁信号エ
ラー訂正のコードゲインが高いため、D₁₋₁信号のエラ
ー信号がより受信条件の悪い条件でも再生される。D₁₋₁
信号は第1-1画像デコーダ402 cによりLDTV
の低域信号となり、D₁₋₂信号は第1-2画像デコーダ
402 dによりEDTVの中域成分の信号となり、出力
される。

【0346】D₂信号はトレリス復号され、第2画像デ
コーダ402 bにより、HDTVの高域成分となり出力
される。上記の低域信号のみではLDTVが出力され、
上記中域成分を加えることにより、ワイドNTSCグレ
ードのEDTV信号が出力され、さらに上記高域成分を
加えることによりHDTV信号が合成される。前の実施
例と同様、受信C/Nに応じた画質のTV信号が受信で
きる。実施例9の場合はOFDMとC-CCDMを組み合
わせて用いることにより、OFDMそのものでは、実現
できない階層型伝送を実現できる。図130のエラーレ
ートC/Nに示すように従来のOFDM-TCM変調信
号の曲線805に対して、本発明のC-CCDM-OFDM
方式はサブチャネル1 807 aはエラーレートが
下がりサブチャネル2 807 bはエラーレートが上
がる。こうして階層型が実現する。

【0347】OFDMは確かにガード期間T g中にマル
チパスの干渉信号を収めているためTVゴースト等のマル
チパスに強い。従って、自動車のTV受信機用のデジ
タルTV放送用に用いることができる。しかし、階層型

伝送ではないため、ある一定の C/N のスレシホールド以下では受信できない。本発明の $C-CDM$ と組み合わせることにより、マルチパスに強くかつ C/N の劣化に応じた画像受信 (Graditional Degradation) の2つが実現できる。自動車内でTV受信をする時、単にマルチパスだけでなく C/N 値も劣化する。従ってマルチパス対策だけではTV放送局のサービスエリアはさほど広がらない。しかし、階層型伝送の $C-CDM$ と組み合わせることにより、 C/N がかなり劣化してもLDTVグレードで受信できる。一方、自動車用TVの場合、画面サイズは通常100寸以下であるため、LDTVグレードで十分な画質が得られる。自動車TVのLDTVグレードのサービスエリアが大巾に拡大するという効果がある。OFDMをHDTVの全帯域に使うと現時点の半導体技術ではDSPの回路規模が大きくなる。そこで低域TV信号の D_{1-1} のみをOFDMで送る方法を示す。図138のブロック図に示すように、HDTVの中域成分と高域成分の D_{1-2} と D_2 信号の2つを本発明の $C-CDM$ 多重化し、FDM40Dにより周波数帯Aで送信する。一方受信機側で受信した信号はFDM40eにより周波数分離され、本発明の $C-CDM$ 復調器4bで復調され、図123と同様にしてHDTVの中域成分と高域成分が再生される。この場合の画像デコーダーの動作は実施例1, 2, 3と同じであるため省略する。

【0348】次にHDTVのMPEG1グレードの低域信号である D_{1-1} 信号は直列並列コンバーター791により並列信号となりOFDM変換器852Cの中でQPSKや16QAMの変調を受け、逆FFT器40により時間軸の信号に変換されFDM40dにより周波数帯Bで送信される。

【0349】一方、受信機43で受信された信号はFDM部40eにおいて周波数分離され、OFDM復調部852dにおいてFFT40aにより多くの周波数軸の信号となり、各々の復調器45a, 45b等により復調され、並列直列コンバーター852aにより D_{1-1} 信号が復調され、図123と同様にして、LDTVグレードの D_{1-1} 信号が受信機43から出力される。

【0350】こうして、LDTV信号のみがOFDMされた階層伝送が実現する。図138の方法を用いることにより、OFDMの複雑な回路はLDTV信号のみでよい。HDTV信号に比べてLDTV信号は1/20のビットレートである。従ってOFDMの回路規模は1/20になり、全体の回路規模は大巾に小さくなる。

【0351】OFDMはマルチパスに強い伝送方式で携帯TVや自動車TVの受信時や自動車のデジタル音楽放送受信時のような移動局でマルチパス妨害が大きく、かつ変動する用途を主目的として応用されようとしている。このような用途においては4インチから8インチの10インチ以下の小さい画面サイズが主流である。従ってHDTVやEDTVのような高解像度TV信号全てを

OFDM変調する方式はかける費用の割には効果が低く、自動車TV用にはLDTVグレードのTV信号の受信で充分である。一方、家庭用TVのような固定局においてはマルチパスが常に一定であるため、マルチパス対策がとりやすい。このため強ゴースト地域以外はOFDMの効果は高くない。HDTVの中高域成分にOFDMを用いることはOFDMの回路規模が大きい現状では得策でない。従って本発明の図138に示すOFDMを低域TV信号のみに使用する方法は、自動車等の移動局において受信されるLDTVのマルチパス妨害を大巾に軽減するというOFDMの効果を失なわないで、OFDMの回路規模を1/10以下に大巾に削減できるという大きな効果がある。

【0352】なお、図138では D_{1-1} のみをOFDM変調しているが D_{1-1} と D_{1-2} をOFDM変調することもできる。この場合、 D_{1-1} と D_{1-2} は $C-CDM$ の2階層伝送ができるため、自動車等の移動体においてもマルチパスに強い階層型放送が実現し、移動体において、LDTVとSDTVが受信レベルやアンテナ感度に応じた画質の画像が受信できるというGraditional Degradationの効果が生まれる。

【0353】こうして本発明の階層伝送が可能となり、前述した様々な効果が得られる。OFDMの場合特にマルチパスに強いため本発明の階層伝送と組み合わせることによりマルチパスに強くかつ受信レベルの劣化に応じたデータ伝送グレードの劣化が得られるという効果が得られる。

【0354】階層構造型伝送方式を実現する方法として、図126(a)に示すように、おFDMの各サブチャンネル794a~cを第1層801aとしサブチャンネル794d~fを第2層801bとし中間にfgなる周波数ガード帯802aを設け、図126(b)に示すようにPgなる電力差802bを設けることにより、第1層801aと第2層801bの送信電力を差別化できる。

【0355】これを利用すると、前に説明した図108(d)に示すようにアナログTV放送に妨害を与えない範囲で第1層801aの電力を増やすことができる。この場合図108(e)に示すように第1層801aの受信可能な C/N 値のスレシホールド値は第2層801bに比べて低くなる。従って信号レベルの低い地域やノイズの多い地域においても第1層801aの受信が可能となるという効果が得られる。図147に示すように二層の階層伝送が実現する。これをPower-Weighted-OFDM方式(PW-OFDM)と本文では呼ぶ。この本実施例のPW-OFDMに前述の本発明の $C-CDM$ 方式を組み合わせることにより、図108(e)に示すように階層は増え3層になり、より受信可能地域が広がるという効果がある。

【0356】具体的な回路は、図144に示すように第1層データは第1データ列回路791aを介して振幅の

大きい変調器 4 a ~ 4 c でキャリア $f_1 \sim f_3$ で逆 F F T 4 0 により O F D M 変調し、第 2 層データは第 2 データ列回路 7 9 1 b を介して通常の振幅の変調器 4 d ~ 4 f でキャリア $f_6 \sim f_8$ で逆 F F T 4 0 により O F D M 変調し送信する。

【0357】受信信号は受信機 4 3 の F F T 4 0 a により $f_1 \sim f_8$ のキャリアをもつ信号に分離され、キャリア $f_1 \sim f_3$ は復調器 4 5 a ~ 4 5 c により第 1 データ列 D₁、つまり第 1 層 8 0 1 a が復調され、キャリア $f_6 \sim f_8$ からは第 2 データ列 D₂、つまり第 2 層 8 0 1 b が復調される。

【0358】第 1 層 8 0 1 a の電力は大きいため信号の弱い地域においても受信できる。こうして P W - O F D M により、2 層の階層型伝送が実現する。P W - O F D M を C - C D M と組み合わせると 3 ~ 4 層の階層が実現する。なお図 1 4 4 の他の動作は図 1 2 3 のブロック図の場合と動作が同じであるため説明を省略する。

【0359】さて、次に本発明の Time-Weighted-OFDM (TW-OFDM) 方式の階層化方式について述べる。O F D M 方式は前に述べたように、ガード時間帯 t_g があるため、ゴーストつまりマルチパス信号の遅延時間 t_r が $t_r < t_g$ の条件式を満たせばゴーストの影響をなくすることができる。一般家庭の T V 受信機のような固定局では t_r は数 μs と小さく、また、一定であるためキャンセルし易い。しかし、車載 T V 受信機のように移動局の場合は反射波が多いため、 t_r は大きく数十 μs 近くになるだけでなく、移動に伴い変化するためキャンセルが難しい。従ってマルチパスに対する階層化が必要になることが予想される。

【0360】本実施例の階層化の方法を述べると、図 1 4 6 に示すように第 A 層のガード時間 t_{ga} を第 B 層のガード時間 t_{gb} に比べて大きくとることにより A 層のサブチャンネルのシンボルはゴーストに対して強くなる。こうしてガード時間の Weighting によりマルチパスに対する階層型伝送が実現する。この方式を Guard-Time-Weighted-OFDM (GTW-OFDM) と呼ぶ。

【0361】さらに第 A 層と第 B 層のシンボル時間 T_s のシンボル数を同じ数に設定した場合、A のシンボル時間 t_{sa} を B のシンボル時間 t_{sb} より大きくとる。するとこれにより周波数軸上において A、B のキャリアの間隔をそれぞれ Δf_a 、 Δf_b とすると $\Delta f_a > \Delta f_b$ である。このため B のシンボルに比べて、A のシンボルを復調した場合のエラーレートは低くなる。こうしてシンボル時間 T_s の Weighting の差別化により第 A 層と第 B 層のマルチパスに対する 2 層の階層化が実現する。この方式を Carrier-Spacing-Weighted-OFDM (CSW-OFDM) と呼ぶ。GTW-OFDM を用いて 2 層の階層伝送を実現し、第 A 層にて低解像度の T V 信号を、第 B 層で高域成分を送信することにより、車載 T V 受信機のようにゴーストの多い条件の受信でも低解像度 T V の安定した受信が可能

となる。また CSW-OFDM を用いたシンボル時間 t_s の差別化により第 A 層と第 B 層の C / N に対する階層化を GTW-OFDM とを組み合わせることにより受信信号レベルの低い車載 T V においてさらに安定した受信ができるという大きな効果が実現する。車載用途や携帯用途の T V においては高い解像度は要求されない。低解像度 T V 信号を含むシンボル時間の時間比率は小さいため、このガード時間のみを長くすることは全体の伝送効率をあまり下げない。従って本実施例の G T W - O F D M を用いて低解像度 T V 信号に重点を置いてマルチパス対策をすることにより伝送効率に殆ど影響を与えないで携帯 T V や車載 T V のような移動局と、家庭の T V のような固定局とを両立させた階層型 T V 放送を実現するという大きな効果がある。この場合前述のように CSW-OFDM や C-CDM と組み合わせることにより C / N にたいする階層化が加わりさらに安定した移動局の受信が可能となる。

【0362】具体的にマルチパスの影響を説明すると、図 1 4 5 (a) に示すように遅延時間が短いマルチパス 8 1 0 a ~ d の場合は第 1 送と第 2 層の信号が受信でき、H D T V の信号が復調できる。しかし、図 1 4 5 (b) に示すように長いマルチパス 8 1 1 a ~ d の場合は、第 2 層の B 信号のガード時間、 T_{gb} が短いため復調できなくなる。この場合、第 1 層の A 信号はガード時間 T_{ga} が長いので、遅延時間の長いマルチパスの影響を受けない。前述のように B 信号には T V の高域成分が含まれており、A 信号には T V の低域成分が含まれているため、例えば車載用 T V では L D T V が再生できる。さらに第 1 層のシンボル時間 T_{sa} を T_{sb} より大きくとっているため C / N の劣化にも第 1 層は強い。

【0363】こうしてガード時間とシンボル時間の差別化をすることにより、O F D M の二次元の階層化が簡単な構成で可能となる。図 1 2 3 のような構成でガード時間差別化と C - C D M と組み合わせることにより、マルチパスと C / N 値劣化の双方の階層化が計れる。

【0364】ここで具体的な例を用いて詳しく述べる。マルチパス遅延時間 T_r は、D / U 比が小さい程、直接波より反射波が多くなり、大きくなる。例えば図 1 4 8 に示すように $D / U < 30 \text{ dB}$ では反射波の影響が大きくなり $30 \mu s$ 以上になる。図 1 4 8 に示すように $50 \mu s$ 以上の T_g をとることにより、一番悪い条件でも受信できる。従って図 1 4 9 (a) に具体的に示すように T V 信号 $l s e c$ に対して図 1 4 9 (b) に示す 2 ms の周期のうち、各シンボルを第 1 層 8 0 1 a、第 2 層 8 0 1 b、第 3 層 8 0 1 c の 3 つの階層のグループに分け、図 1 4 9 (c) に示す。各々のグループのガード時間 $797 a$ 、 $797 b$ 、 $797 c$ つまり T_{ga} 、 T_{gb} 、 T_{gc} を例えば $50 \mu s$ 、 $5 \mu s$ 、 $1 \mu s$ と重みづけをして設定することにより図 1 5 0 に示すような階層 8 0 1 a、8 0 1 b、8 0 1 c の 3 つの階層のマルチパスに関する階層型放送が実現する。全ての画質に対して

GTW-OFDMを適用すると当然伝送効率は落ちてしまう。しかし、情報量の少ないLDTVの画質信号のみにGTW-OFDMのマルチパス対策をすることにより全体の伝送効率があり落ちないという効果がある。特に第1層801aではガード時間T_gを30μs以上の50μsにとっているため、車載用TV受信機でも受信できる。回路は図127のブロック図に示したものをを用いる。特に車載用TVはLDTVグレードの画質で良いためMPEG1クラスの1Mbps程度の伝送容量でよい。従って図149に示したようにシンボル時間796aTs_aを2msの周期に対して200μsとれば2Mbpsとれるため良く、さらにシンボルレートを半分に下げても1Mbps近くになり、LDTVグレードの画質が得られるため本発明のCSW-OFDMにより伝送効率は若干落ちるがエラーレートが低くなる。特に本発明のC-CDMをGTW-OFDMと組み合わせた場合、伝送効率が低下しないため効果がさらに高い。図149では同じシンボル数に対してシンボル時間796a, 796b, 796cを200μs, 150μs, 100μsに差別化している。従って第1層、第2層、第3層の順にエラーレートが高くなってゆく階層型伝送となっている。

【0365】同時にC/Nに対しても階層型伝送が実現する。図151に示すようにCSW-OFDMとCSW-OFDMの組み合わせにより、マルチパスとC/Nの2次元の階層型伝送が実現する。前述のようにCSW-OFDMと本発明のC-CDMを組み合わせても実現でき、この場合全体の伝送効率の低下が少ないという効果がある。第1層801aおよび第1-2層851a, 第1-3層851aではマルチパスT_rが大きくかつC/Nが低い用途例えば車載用TVReceiverにおいてもLDTVグレードの安定した受信ができる。第2層801bと第2-3層851bではサービスエリアのフリンジエリアのようにC/Nが低く、ゴーストの多い受信地域の固定局において標準解像度のSDTVグレードの受信ができる。サービスエリアの半分以上を占める第3層801cではC/Nが高く、直接波が大きくゴーストが少ないためHDTVグレードの画質で受信できる。こうしてC/Nとマルチパスの2次元の階層型放送が実現する。このように大きな効果が本発明のGTW-OFDMとC-CDMの組み合わせまたは、GTW-OFDMとCSW-C-CDMの組み合わせにより得られる。従来はC/Nに対する階層型放送方式が提案されているが、本発明により、C/Nとマルチパスの2次元のマトリクス型の階層型放送が実現する。

【0366】C/Nの3層とマルチパスの3層の2次元の階層型放送の具体的なHDTV、SDTV、LDTVの3階層のTV信号の時間配置図を図152に示す。図に示すように1番マルチパスに強いA層の第1階層の

強いスロット796a2やC/N劣化に強いスロット796b1にはSDTVの同期信号やアドレス信号等の重要なHP信号を配置する。B層の第2層、3層にはSDTVの一般信号つまりLP信号や、HDTVのHP信号を配置する。C層には1、2、3層にSDTV、EDTV、HDTV等の高域成分TV信号を配置する。

【0367】この場合C/N劣化やマルチパスに強くすればするほど伝送レートが落ちるためTV信号の解像度が減少し、図153に示すように3次元のGraceful Degradationが実現するという従来にない効果が本発明により得られる。図153はCNR、マルチパス遅延時間、伝送レートの3つのパラメーターにより本発明の3次元構造の階層型放送を表現したものである。

【0368】本発明のGTW-OFDMと前述の本発明のC-CDMの組み合わせまたは、GTW-OFDMとCSW-C-CDMの組み合わせにより2次元の階層構造が得られる例を用いて実施例を説明したがGTW-OFDMとPower-Weighted-OFDMの組み合わせや、GTW-OFDMと他のCNRの階層伝送方式と組み合わせても2次元の階層型放送は実現する。

【0369】図154はキャリア794a、794c、794eの電力をキャリア794b、794d、794fに比べて小さく重みづけして送信したもので、2階層のPower-Weighted-OFDMが実現する。キャリア794aに直交するキャリア795a、795cの電力も同様にしてキャリア795b、795dに対して電力重みづけすることにより2階層がえられる。あわせると4層の階層が得られるが、図154では2層の場合の実施例をしめしている。図に示すようにキャリアの周波数分布が分散するため同一周波数帯にある他のアナログ放送等への妨害が分散されるため影響が小さくなるという効果がある。

【0370】また、図155のように1つのシンボル796a、796b、796c毎にガード時間797a、797b、797cの時間幅を変化させた時間配置をとることにより3層のマルチパスに対する階層型の多値伝送が実現する。図155の時間配置にするとA層、B層、C層のデータが時間軸上に分散する。このため特定時間に発生するバーストノイズが発生しても各層のデータにインターリーブをかけることによりデータの破壊が防止されTV信号が安定して復調できるという効果がある。特にA層のデータを分散させインターリーブをかけることにより車載TV受信時に発生する他の自動車の点火装置から発生するバーストノイズの妨害を大幅に低減できる。

【0371】この場合の具体的なECCエンコーダー744jとECCデコーダー749jのブロック図を図160(a)(b)にそれぞれ示す。また図167にデ・インターリーブ部936bのブロック図を示す。デ・イ

ンターリーブ部936bのデ・インターリーブRAM936aの中で処理されるインターリーブテーブル954を図168(a)で示し、インターリーブ距離L1を図168(b)に示す。

【0372】こうしてデータをインターリーブすることによりバーストノイズの妨害を軽減することができる。図161のVSB受信機のブロック図と図162のVSB送信機のブロック図に示すように実施例4、5、6等で説明した4VSBや8VSBや16VSBの伝送装置や実施例1、2等で説明したQAMやPSK伝送装置に用いることにより、バーストノイズの妨害を軽減できるため、地上放送においてノイズの少ないTV受信ができるという効果がある。

【0373】図155の方式により3階層の階層放送を行うことによりA層は前述のマルチパス、C/N劣化に加えてバーストノイズの妨害を低減できるため車載TV受信機やポケットTV等の移動局によるLDTVグレードのTV受信を安定させるという効果がある。

【0374】本発明はASK、QAM、PSK、OFDMの変調方式を用いて実施例を説明したが他の変調方式でも同様の効果がえられる。またパーシャルレスポンスを用いることにより記録系のみならず伝送系でもエラーレートを下げることができる。

【0375】本発明の多値伝送方式の一つの特徴は周波数利用効率を向上させるものであるが一部の受信機にとっては電力利用効率がかかなり低下する。従って全ての伝送システムに適用できるものではない。例えば特定受信者間の衛星通信システムならその時期に得られる最高の周波数利用効率と最高の電力利用効率の機器にとりかえるのが最も経済性が高い方法である。このような場合必ずしも本発明を使う必要はない。

【0376】しかし、衛星放送方式や地上放送方式の場合は本発明のような階層型伝送方式が必要である。なぜなら衛星放送の規格の場合50年以上の永続性が求められる。この期間、放送規格は変更されないが技術革新に伴い衛星の送信電力は飛躍的に向上する。放送局は数十年後の将来において現時点においても製造された受信機がTV番組を受信視聴できるように互換性のある放送を行わなければならない。本発明を用いると既存のNTSC放送とHDTV放送との互換性と将来の情報伝送量の拡張性という効果が得られる。

【0377】本発明は電力効率よりも周波数効率を重視したものであるが、受信機側に各伝送段階に応じて設計受信感度を設けた各々、何種類かの受信機を設定することにより送信機の電力をさほど増やす必要はなくなる。このため現在の電力の小さい衛星でも充分送信可能である。また将来、送信電力が増大した場合でも同一の規格で伝送できるため将来の拡張性と、新旧の受信機との間の互換性が得られる。以上述べたように本発明は衛星放送規格に用いた場合、顕著な効果がえられる。

【0378】また本発明の多値伝送方式を地上放送に用いた場合、電力利用効率を全く考慮する必要がないため衛星放送より本発明は実施しやすい。前述のように従来のデジタルHDTV放送方式では存在したサービスエリア内の受信不能地域を大巾に減少させるという顕著な効果と前述のNTSCとHDTV受信機もしくは受像機の両立性の効果がある。またTV番組のスポンサーからみた場合のサービスエリアが実質的に拡大するという効果もある。なお、実施例ではQPSK、16QAM、32QAMと4VSB、8VSB、16VSBの変調方式を用いた例を用いて説明したが、64QAM、128QAM、256QAMや32VSB、64VSB等に適用できることはいうまでもない。また、図を用いて説明したように多値のPSKやASKやFSKに適用できることもいうまでもない。本発明とTDMを組み合わせる伝送する実施例を説明したが、FDM、CDMAや拡散通信方式を組み合わせる伝送することもできる。

【0379】本発明の多値伝送方式の一つの特徴は周波数利用効率を向上させるものであるが一部の受信機にとっては電力利用効率がかかなり低下する。従って全ての伝送システムに適用できるものではない。例えば特定受信者間の衛星通信システムならその時期に得られる最高の周波数利用効率と最高の電力利用効率の機器にとりかえるのが最も経済性が高い方法である。このような場合必ずしも本発明を使う必要はない。

【0380】しかし、衛星放送方式や地上放送方式の場合は本発明のような多値伝送方式が必要である。なぜなら衛星放送の規格の場合50年以上の永続性が求められる。この期間、放送規格は変更されないが技術革新に伴い衛星の送信電力は飛躍的に向上する。放送局は数十年後の将来において現時点においても製造された受信機がTV番組を受信視聴できるように互換性のある放送を行わなければならない。本発明を用いると既存のNTSC放送とHDTV放送との互換性と将来の情報伝送量の拡張性という効果が得られる。

【0381】本発明は電力効率よりも周波数効率を重視したものであるが、受信機側に各伝送段階に応じて設計受信感度を設けた各々、何種類かの受信機を設定することにより送信機の電力をさほど増やす必要はなくなる。このため現在の電力の小さい衛星でも充分送信可能である。また将来、送信電力が増大した場合でも同一の規格で伝送できるため将来の拡張性と、新旧の受信機との間の互換性が得られる。以上述べたように本発明は衛星放送規格に用いた場合、顕著な効果がえられる。

【0382】また本発明の多値伝送方式を地上放送に用いた場合、電力利用効率を全く考慮する必要がないため衛星放送より本発明は実施しやすい。前述のように従来のデジタルHDTV放送方式では存在したサービスエリア内の受信不能地域を大巾に減少させるという顕著な効果と前述のNTSCとHDTV受信機もしくは受像機の

両立性の効果がある。またTV番組のスポンサーからみた場合のサービスエリアが実質的に拡大するという効果もある。なお、実施例では16QAMと32QAMの変調方式を用いた例を用いて説明したが、64QAMや128QAMや256QAM等に適用できることはいうまでもない。また、図を用いて説明したように多値のPSKやASKやFSKに適用できることもいうまでもない。

【0383】

【発明の効果】以上のように本発明は、信号入力部と、位相の異なる複数の搬送波を上記入力部からの入力信号により変調し信号ベクトル図上になる m 値の信号点を発生させる変調部と、変調信号を送信する送信部からなりデータ伝送を行う伝送装置において n 値の第1データ列と第2データ列を入力し、上記信号を n 個の信号点群に分割し、該信号点群の各々第1データ列のデータに割りあて上記信号点群の中の各信号点に第2データ群の各データを割りあて、送信する送信機により信号を送信し、該送信信号の入力部と、信号スペースダイアグラム上で p 値の信号点のQAM変調波を復調する復調器と出力部を有する受信装置において上記信号点を n 値の信号点群に分割し、各信号点群 n 値の第1データ列を対応させて復調し、信号点群の中の略々 p/n 値の信号点に p/n 値の第2データ列のデータを復調再生し、受信装置を用いてデータを伝送することにより、例えば送信機1の変調器4により、 n 値の第1データ列と第2データ列と第3データ列を信号点群にデータを割りあてて変形 m 値のQAM変調信号を送信し、第1受信機23では、復調器25により n 値の第1データ列を、第2受信機33では第1データ列と第2データ列を、第3受信機43では第1データ列、第2データ列、第3データ列を復調することにより、効果として最大 m 値のデータを変調した多値変調波を $n < m$ なる n 値の復調能力しかない受信機でも n 値のデータを復調可能とした両立性と発展性のある伝送装置が得られる。さらに、QAM方式の信号点のうち最も原点に近い信号点とI軸もしくはQ軸との距離を f とした場合、この距離が $n > 1$ なる nf となるように上記信号点をシフトさせることにより、階層型の伝送が可能となる。

【0384】この伝送系にNTSC信号を第1データ列、HDTVとNTSCとの差信号を第2データ列として送信することにより、衛星放送においてはNTSC放送とHDTV放送との両立性があり、情報量の拡張性の高いデジタル放送が可能となり、地上放送においてはサービスエリアの拡大と受信不能地域の解消という顕著な効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例における伝送装置のシステム全体を示す構成図

【図2】本発明の実施例1の送信機1のブロック図

【図3】本発明の実施例1の送信信号のベクトル図

【図4】本発明の実施例1の送信信号のベクトル図

【図5】本発明の実施例1の信号点へのコードの割り当て図

【図6】本発明の実施例1の信号点群へのコーディング図

【図7】本発明の実施例1の信号点群の中の信号点へのコーディング図

【図8】本発明の実施例1の信号点群と信号点へのコーディング図

【図9】本発明の実施例1の送信信号の信号点群の閾値状態図

【図10】本発明の実施例1の変形16値QAMのベクトル図

【図11】本発明の実施例1のアンテナ半径 r_2 と送信電力比 n との関係図

【図12】本発明の実施例1の変形64値QAMの信号点の図

【図13】本発明の実施例1のアンテナ半径 r_3 と送信電力比 n との関係図

【図14】本発明の実施例1の変形64値QAMの信号群と副信号点群のベクトル図

【図15】本発明の実施例1の変形64値QAMの比率 A_1 , A_2 の説明図

【図16】本発明の実施例1のアンテナ半径 r_2 , r_3 と送信電力比 n_{16} , n_{64} の関係図

【図17】本発明の実施例1のデジタル送信機のブロック図

【図18】本発明の実施例1の4PSK変調の信号スペースダイアグラム図

【図19】本発明の実施例1の第1受信機のブロック図

【図20】本発明の実施例1の4PSK変調の信号スペースダイアグラム図

【図21】本発明の実施例1の第2受信機のブロック図

【図22】本発明の実施例1の変形16値QAMの信号ベクトル図

【図23】本発明の実施例1の変形64値QAMの信号ベクトル図

【図24】本発明の実施例1のフローチャート

【図25】(a)は本発明の実施例1の8値QAMの信号ベクトル図

(b)は本発明の実施例1の16値QAMの信号ベクトル図

【図26】本発明の実施例1の第3受信機のブロック図

【図27】本発明の実施例1の変形64値QAMの信号点の図

【図28】本発明の実施例1のフローチャート

【図29】本発明の実施例3における伝送システムの全体の構成図

【図30】本発明の実施例3の第1画像エンコーダーの

ブロック図

【図 3 1】本発明の実施例 3 の第 1 画像デコーダのブロック図

【図 3 2】本発明の実施例 3 の第 2 画像デコーダのブロック図

【図 3 3】本発明の実施例 3 の第 3 画像デコーダのブロック図

【図 3 4】本発明の実施例 3 の D_1 、 D_2 、 D_3 信号の時間多重化の説明図

【図 3 5】本発明の実施例 3 の D_1 、 D_2 、 D_3 信号の時間多重化の説明図 10

【図 3 6】本発明の実施例 3 の D_1 、 D_2 、 D_3 信号の時間多重化の説明図

【図 3 7】本発明の実施例 4 における伝送装置のシステム全体の構成図

【図 3 8】本発明の実施例 3 における変形 16 QAM の信号点のベクトル図

【図 3 9】本発明の実施例 3 における変形 16 QAM の信号点のベクトル図

【図 4 0】本発明の実施例 3 における変形 64 QAM の信号点のベクトル図 20

【図 4 1】本発明の実施例 3 の時間軸上の信号配置図

【図 4 2】本発明の実施例 3 の TDMA 方式の時間軸上の信号配置図

【図 4 3】本発明の実施例 3 の搬送波再生回路のブロック図

【図 4 4】本発明の実施例 3 の搬送波再生の原理図

【図 4 5】本発明の実施例 3 の逆変調方式の搬送波再生回路のブロック図

【図 4 6】本発明の実施例 3 の 16 QAM 信号の信号点配置図 30

【図 4 7】本発明の実施例 3 の 64 QAM 信号の信号点配置図

【図 4 8】本発明の実施例 3 の 16 通倍方式の搬送波再生回路のブロック図

【図 4 9】本発明の実施例 3 の D_{v1} 、 D_{H1} 、 D_{v2} 、 D_{H2} 、 D_{v3} 、 D_{H3} 信号の時間多重化の説明図

【図 5 0】本発明の実施例 3 の D_{v1} 、 D_{H1} 、 D_{v2} 、 D_{H2} 、 D_{v3} 、 D_{H3} 信号の TDMA 方式の時間多重化の説明図

【図 5 1】本発明の実施例 3 の D_{v1} 、 D_{H1} 、 D_{v2} 、 D_{H2} 、 D_{v3} 、 D_{H3} 信号の TDMA 方式の時間多重化の説明図

【図 5 2】本発明の実施例 4 における従来方式の受信妨害領域図

【図 5 3】本発明の実施例 4 における階層型放送方式の場合の受信妨害領域図

【図 5 4】本発明の実施例 4 における従来方式の受信妨害領域図

【図 5 5】本発明の実施例 4 における階層型放送方式の 50

場合の受信妨害領域図

【図 5 6】本発明の実施例 4 におけるデジタル放送局 2 局の受信妨害領域図

【図 5 7】本発明の実施例 5 における変形 4 A S K 信号の信号点配置図

【図 5 8】本発明の実施例 5 における変形 4 A S K の信号点配置図

【図 5 9】(a) は本発明の実施例 5 における変形 4 A S K の信号点配置図

(b) は本発明の実施例 5 における変形 4 A S K の信号点配置図

【図 6 0】本発明の実施例 5 における低い C/N 値の場合の変形 4 A S K 信号の信号点配置図

【図 6 1】実施例 5 における 4 V S B、8 V S B の送信機

【図 6 2】(a) は本発明の実施例 5 における A S K 信号つまりフィルタリングの多値 V S B 信号のスペクトル図

(b) は本発明の実施例 5 における V S B 信号の周波数分布図

【図 6 3】実施例 5 における 4 V S B、8 V S B、16 V S B の Receiver のブロック図

【図 6 4】本発明の実施例 5 における映像信号送信機のブロック図

【図 6 5】本発明の実施例 5 における TV 受信機全体のブロック図

【図 6 6】本発明の実施例 5 における別の TV 受信機のブロック図

【図 6 7】本発明の実施例 5 における衛星・地上 TV 受信機のブロック図

【図 6 8】(a) は実施例 5、6 における 8 V S B の Constellation 図

(b) は実施例 5、6 における 8 V S B の Constellation 図

(c) は実施例 5、6 における 8 V S B の信号-時間波形図

【図 6 9】本発明の実施例 5 における画像エンコーダの別のブロック図

【図 7 0】本発明の実施例 5 における分離回路 1 つの画像エンコーダのブロック図

【図 7 1】本発明の実施例 5 における画像デコーダのブロック図

【図 7 2】本発明の実施例 5 における合成器 1 つの画像デコーダのブロック図

【図 7 3】本発明による実施例 5 の送信信号の時間配置図

【図 7 4】(a) は本発明による実施例 5 の画像デコーダのブロック図

(b) は本発明による実施例 5 の送信信号の時間配置図

【図 7 5】本発明による実施例 5 の送信信号の時間配置

図

【図76】本発明による実施例5の送信信号の時間配置

図

【図77】本発明による実施例5の送信信号の時間配置

図

【図78】本発明による実施例5の画像デコーダのブロック図

【図79】本発明による実施例5の3階層の送信信号の時間配置図

【図80】本発明による実施例5の画像デコーダのブロック図 10

【図81】本発明による実施例5の送信信号の時間配置図

【図82】本発明による実施例5のD1の画像デコーダのブロック図

【図83】本発明による実施例5の周波数変調信号の周波数-時間図

【図84】本発明による実施例5の磁気記録再生装置のブロック図

【図85】本発明による実施例2のC/Nと階層番号の関係図 20

【図86】本発明による実施例2の伝送距離とC/Nの関係図

【図87】本発明による実施例2の送信機のブロック図

【図88】本発明による実施例2の受信機のブロック図

【図89】本発明による実施例2のC/N-エラーレートの関係図

【図90】本発明による実施例5の3階層の受信妨害領域図

【図91】本発明による実施例6の4階層の受信妨害領域図 30

【図92】本発明による実施例6の階層伝送図

【図93】本発明による実施例6の分離回路のブロック図

【図94】本発明による実施例6の合成部のブロック図

【図95】本発明による実施例6の伝送階層構造図

【図96】従来方式のデジタルTV放送の受信状態図

【図97】本発明による実施例6のデジタルTV階層放送の受信状態図

【図98】本発明による実施例6の伝送階層構造図 40

【図99】本発明による実施例3の16SRQAMのベクトル図

【図100】本発明による実施例3の32SRQAMのベクトル図

【図101】本発明による実施例3のC/N-エラーレートの関係図

【図102】本発明による実施例3のC/N-エラーレートの関係図

【図103】本発明による実施例3のシフト量nと伝送に必要なC/Nの関係図 50

【図104】本発明による実施例3のシフト量nと伝送に必要なC/Nの関係図

【図105】本発明による実施例3の地上放送時の送信アンテナからの距離と信号レベルと

【図106】本発明による実施例3の32SRQAMのサービスエリア図

【図107】本発明による実施例3の32SRQAMのサービスエリア図

【図108】(a)は従来のTV信号の周波数分布図

(b)は従来の二階層のTV信号の周波数分布図

(c)は本発明の実施例3のスレシホルド値を現す図

(d)は実施例9の2階層のOFDMのキャリア群の周波数分布図

(e)は実施例9の3改装のOFDMの3つのスレシホルド値を示す図

【図109】本発明による実施例3のTV信号時間配置図

【図110】本発明による実施例3のC-CDMの原理図

【図111】本発明による実施例3の符号割り当て図

【図112】本発明による実施例3の36QAMを拡張した場合の符号割り当て図

【図113】本発明による実施例5の変調信号周波数配置図

【図114】本発明による実施例5の磁気記録再生装置のブロック図

【図115】本発明による実施例7の携帯電話の送受信機のブロック図

【図116】本発明による実施例7の基地局のブロック図

【図117】従来方式の通信容量とトラフィックの分布図

【図118】本発明による実施例7の通信容量とトラフィックの分布図

【図119】(a)は従来方式のタイムスロット配置図

(b)は本発明による実施例7のタイムスロット配置図

【図120】(a)は従来方式のTDMA方式タイムスロット配置図

(b)は本発明による実施例7のTDMA方式タイムスロット配置図

【図121】本発明による実施例7の1階層の送受信機のブロック図

【図122】本発明による実施例7の2階層の送受信機のブロック図

【図123】本発明による実施例8のOFDM方式送受信機のブロック図

【図124】本発明による実施例8のOFDM方式の動作原理図

【図125】(a)は従来方式の変調信号の周波数配置図

(b) は本発明による実施例 8 の変調信号の周波数配置図

【図 1 2 6】 (a) は実施例 9 における OFDM の Weighting しない状態を示す図

(b) は実施例 9 における送信電力により Weighting した 2 階層の OFDM の 2 つのサブチャンネルを示す図

(c) は実施例 9 におけるキャリア間隔を二倍に Weighting した OFDM の周波数分布図

(e) は実施例 9 における Weighting しないキャリア間隔の OFDM の周波数分布図

【図 1 2 7】 本発明による実施例 9 の送受信機のブロック図

【図 1 2 8】 (a) は実施例 2、4、5 における Trellis Encoder (Ratio 1/2) のブロック図

(b) は実施例 2、4、5 における Trellis Encoder (Ratio 2/3) のブロック図

(c) は実施例 2、4、5 における Trellis Encoder (Ratio 3/4) のブロック図

(d) は実施例 2、4、5 における Trellis Decoder (Ratio 1/2) のブロック図

(e) は実施例 2、4、5 における Trellis Decoder (Ratio 2/3) のブロック図

(f) は実施例 2、4、5 における Trellis Decoder (Ratio 3/4) のブロック図

【図 1 2 9】 実施例 9 の実効シンボル期間とガード期間の時間配置図

【図 1 3 0】 従来例と実施例 9 の C/N 対エラーレートの関係図

【図 1 3 1】 実施例 5 の磁気記録再生装置のブロック図

【図 1 3 2】 実施例 5 の磁気テープ上のトラックの記録フォーマットとヘッドの走行図

【図 1 3 3】 実施例 3 の送受信機のブロック図

【図 1 3 4】 従来例の放送方式の周波数配置図

【図 1 3 5】 実施例 3 の 3 層の階層型伝送方式を用いた場合のサービスエリアと画質の関係図

【図 1 3 6】 実施例 3 の階層型伝送方式と FDM を組み合わせた場合の周波数配置図

【図 1 3 7】 実施例 3 におけるトレリス符号化を用いた場合の送受信機のブロック図

【図 1 3 8】 実施例 9 における 1 部の低域信号を OFDM で伝送する場合の送受信機のブロック図

【図 1 3 9】 実施例 1 における 8-PS-APSK の信号点配置図

【図 1 4 0】 実施例 1 における 16-PS-APSK の信号点配置図

【図 1 4 1】 実施例 1 における 8-PS-PSK の信号点配置図

【図 1 4 2】 実施例 1 における 16-PS-PSK (PS 型) の信号点配置図

【図 1 4 3】 実施例 1 における衛星アンテナの半径と伝送容量との関係図

【図 1 4 4】 実施例 9 における Weighted OFDM 送受信機のブロック図

【図 1 4 5】 (a) は実施例 9 におけるマルチパスの短い場合のガード時間、シンボル時間階層型 OFDM の波形図

(b) は実施例 9 におけるマルチパスの長い場合のガード時間、シンボル時間階層型 OFDM の波形図

10 【図 1 4 6】 (a) は実施例 9 におけるガード時間、シンボル時間階層型 OFDM の原理図

【図 1 4 7】 実施例 9 のにおける電力重み付けによる 2 階層伝送方式のサブチャンネル配置図

【図 1 4 8】 実施例 9 における D/V 化とマルチパス遅延時間とガード時間の関係図

【図 1 4 9】 (a) は実施例 9 における、各階層のタイムスロット図

(b) は実施例 9 における、各階層のガード時間の時間分布図

20 (c) は実施例 9 における、各階層のガード時間の時間分布図

【図 1 5 0】 実施例 9 のマルチパス遅延時間と伝送レート図の関係図におけるマルチパスに対する 3 階層の階層型放送方式の説明図

【図 1 5 1】 実施例 9 の GTW-OFDM と C-CDM (又は CSW-OFDM) を組み合わせた場合の、遅延時間と CN 値の関係図における 2 次元マトリクス構造の階層型放送方式の説明図

【図 1 5 2】 実施例 9 の GTW-OFDM と C-CDM (又は CSW-OFDM) を組み合わせた場合の、各タイムスロットにおける 3 階層の TV 信号の時間配置図

【図 1 5 3】 実施例 9 の GTW-OFDM と C-CDM (又は CSW-OFDM) を組み合わせた場合の、マルチパス信号遅延時間と CN 値と伝送レートの関係図における 3 次元マトリクス構造の階層型放送方式の説明図

【図 1 5 4】 実施例 9 の Power-Weighted-OFDM の周波数分布図

40 【図 1 5 5】 実施例 9 の Guard-Time-OFDM と C-CDM を組み合わせた場合の各タイムスロットにおける 3 階層の TV 信号の時間軸上の配置図

【図 1 5 6】 実施例 4、5 における送信機と受信機のブロック図

【図 1 5 7】 実施例 4、5 における送信機と受信機のブロック図

【図 1 5 8】 実施例 4、5 における送信機と受信機のブロック図

【図 1 5 9】 (a) は実施例 5 における 16 VSB の信号点配置図

(b) は実施例 5 における 16 VSB の信号点配置図

50 (8 VSB)

(c) は実施例5における16VSBの信号点配置図
(4VSB)

(d) は実施例5における16VSBの信号点配置図
(16VSB)

【図160】(a) は実施例5、6におけるECC Encoderのブロック図

(b) は実施例5、6におけるECC Encoderのブロック図

【図161】 実施例5におけるVSB受信機の全体ブロック図

【図162】 実施例5における送信機を示す図

【図163】 実施例4VSBとTC-8VSBのエラーレート/C/N値曲線

【図164】 実施例4VSBとTC-8VSBのサブチャンネル1とサブチャンネル2のエラーレートカーブ

【図165】 (a) は実施例2、4、5におけるReed Solomon Encoderのブロック図

(b) は実施例2、5、6におけるReed Solomon Decoderのブロック図

【図166】 実施例2、4、5のReed Solomon誤り訂正、演算のフローチャート図

【図167】 実施例2、3、4、5、6におけるデインターリーブ部のブロック図

【図168】 (a) は実施例2、3、4、5におけるインターリーブ、デインターリーブテーブルの図

(b) は実施例2、3、4、5におけるインターリーブ距離を示す図

【図169】 実施例5における4-VSB、8-VSB *

* B, 16-VSBのRedundancyの比較図

【図170】 実施例2、3、4、5におけるHigh Priority信号を受信するTV Receiverのブロック図

【図171】 実施例2、3、4、5における送信機と受信機のブロック図

【図172】 実施例2、3、4、5における送信機と受信機のブロック図

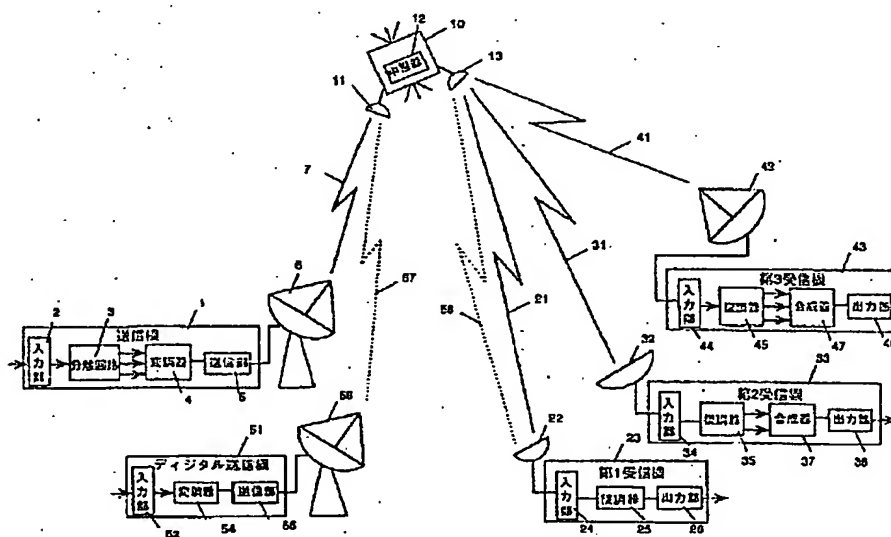
【図173】 実施例6のASK方式の磁気記録再生装置のブロック図

10

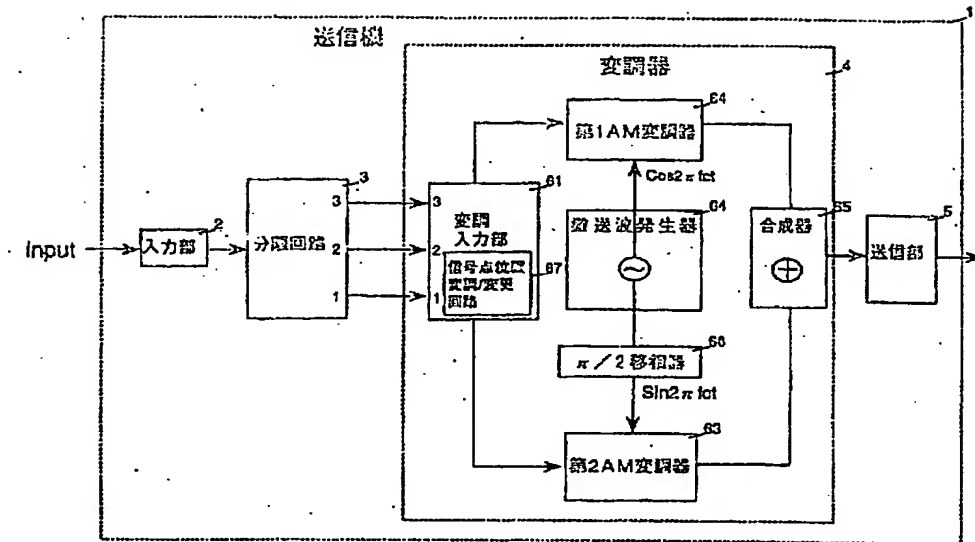
【符号の説明】

- 1 送信機
- 4 変調器
- 6 アンテナ
- 6a 地上アンテナ
- 10 衛星
- 12 中継器
- 23 第1受信機
- 25 復調器
- 33 第2受信機
- 35 復調器
- 43 第3受信機
- 51 デジタル送信機
- 85 信号点
- 91 第1分割信号点群
- 401 第1画像エンコーダー
- 703 SRQAMの受信可能地域

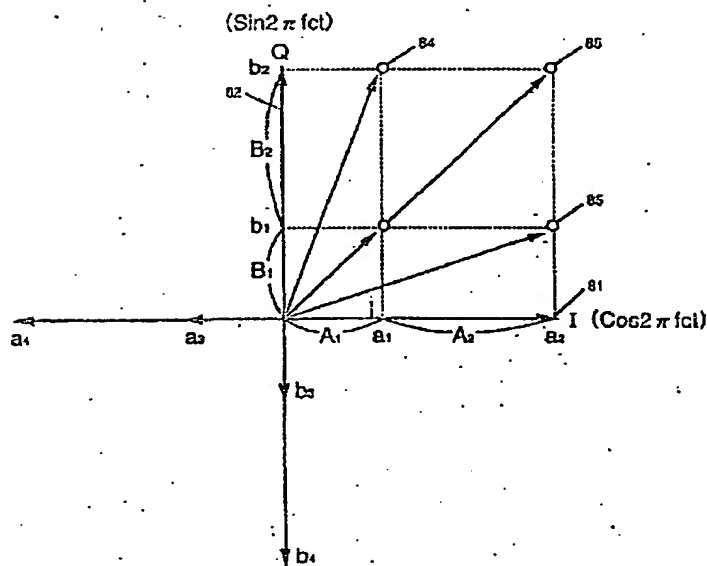
【図1】



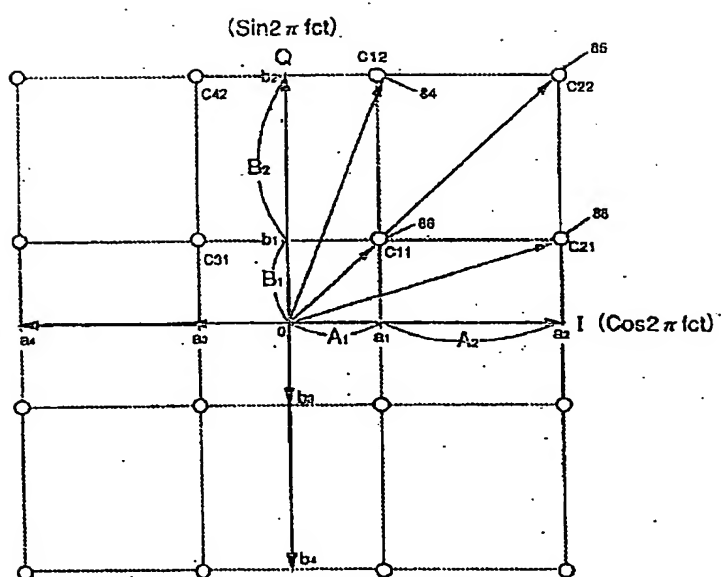
【図2】



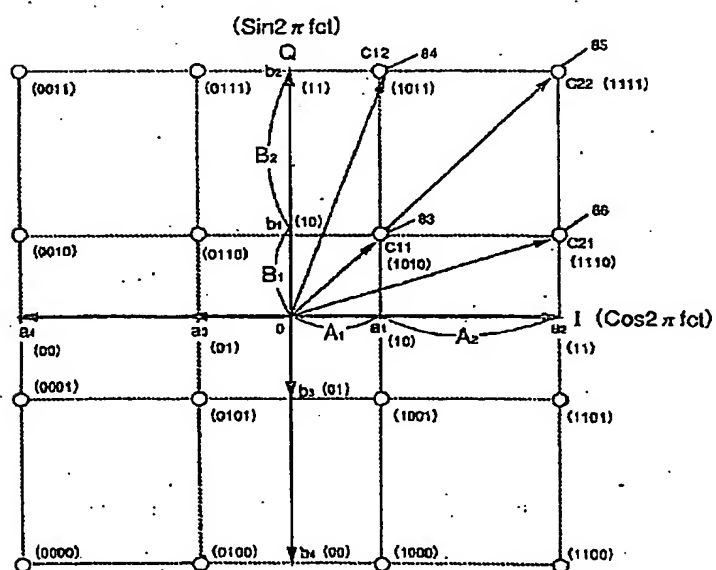
【図3】



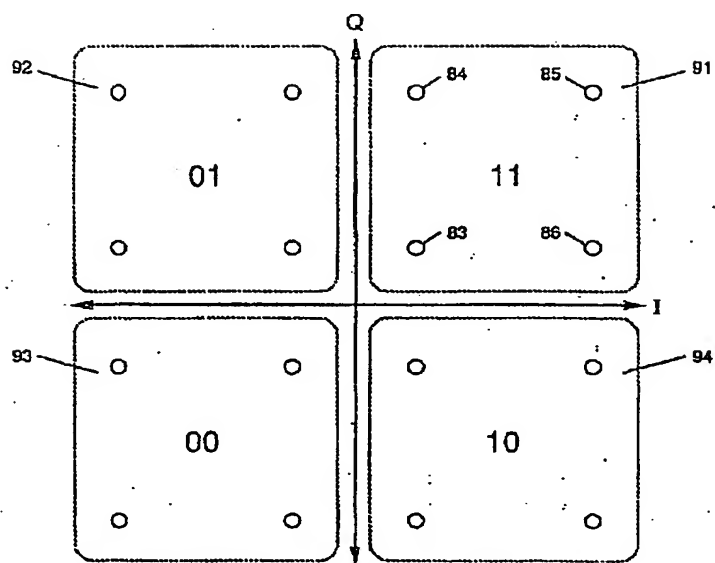
【図4】



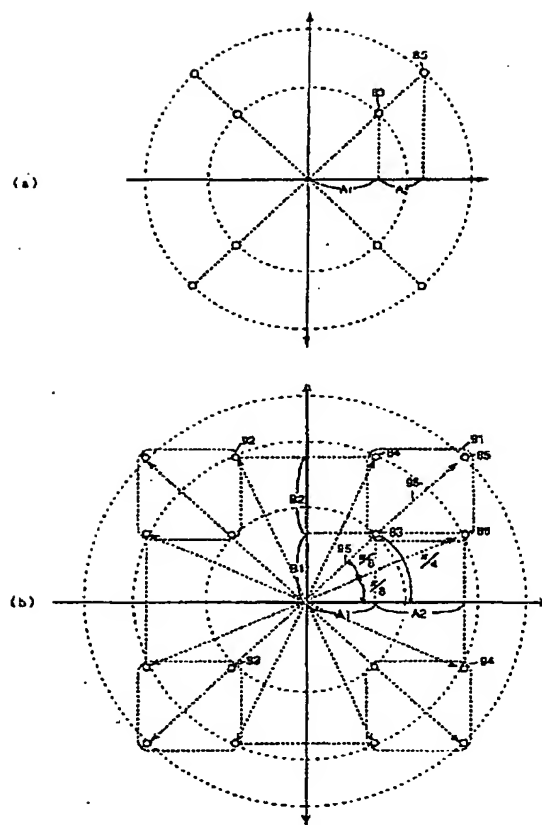
【図5】



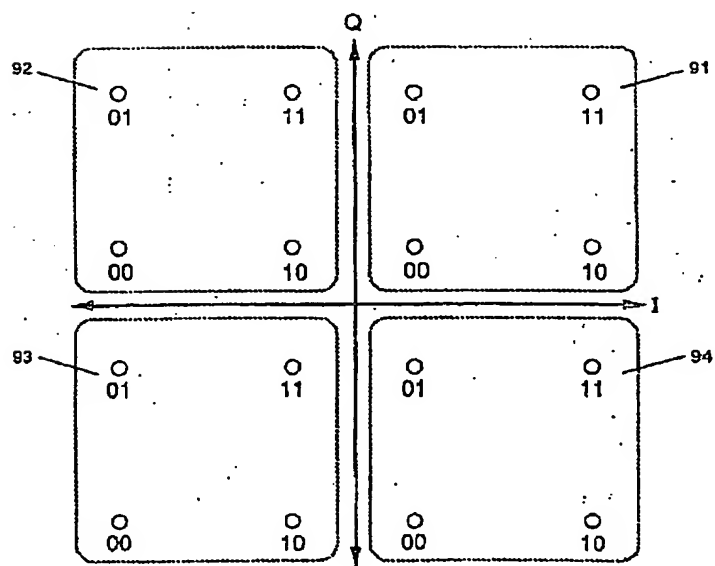
【図6】



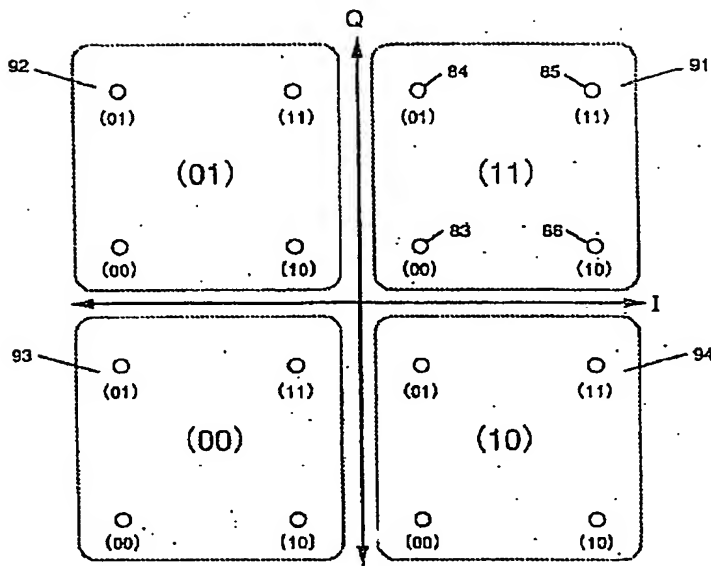
【図25】



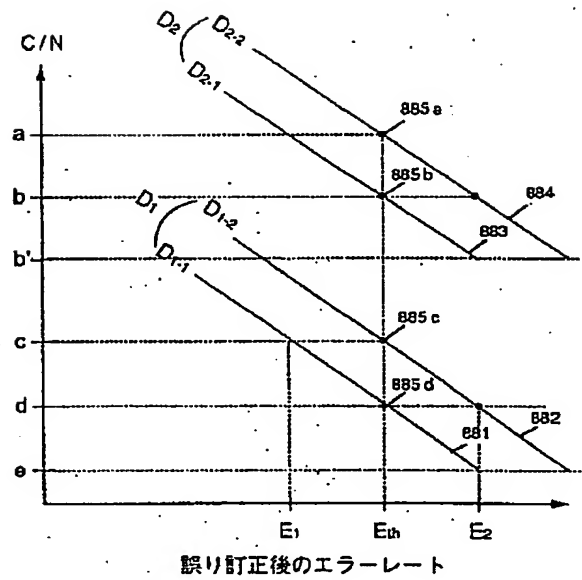
【図7】



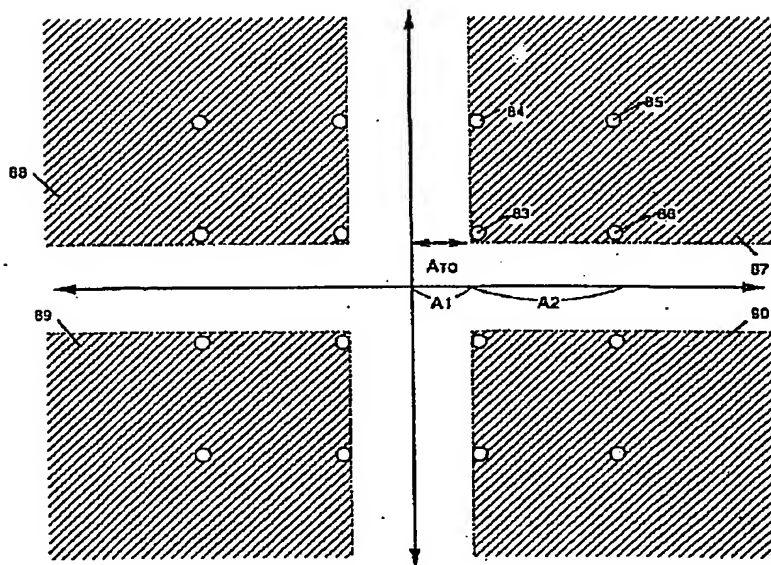
【図8】



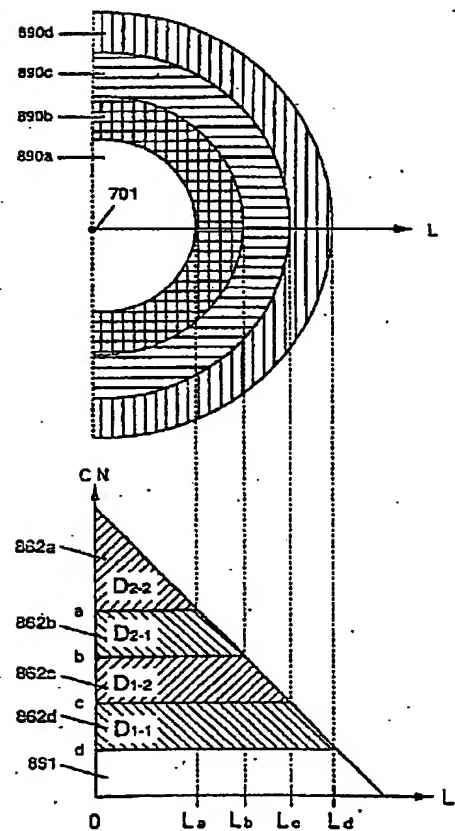
【図89】



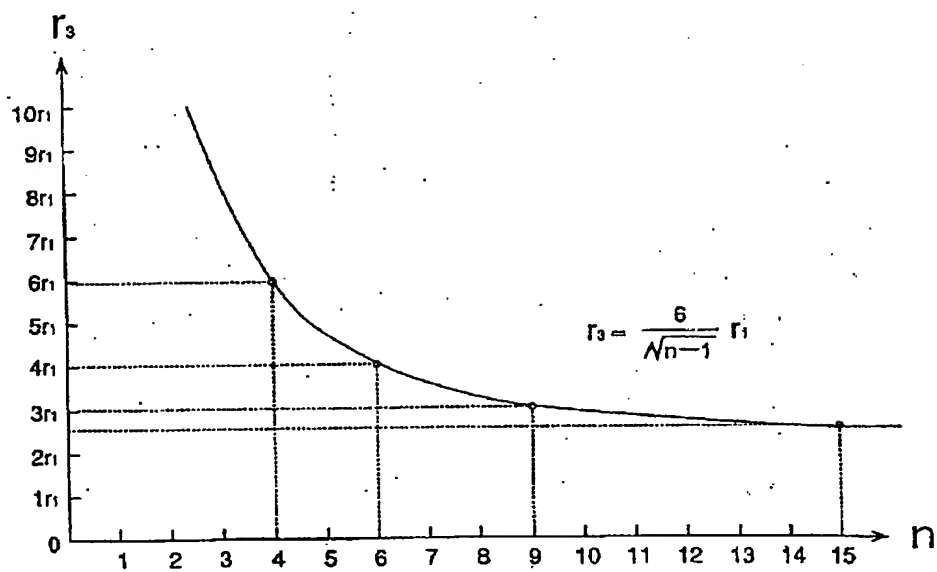
【図9】



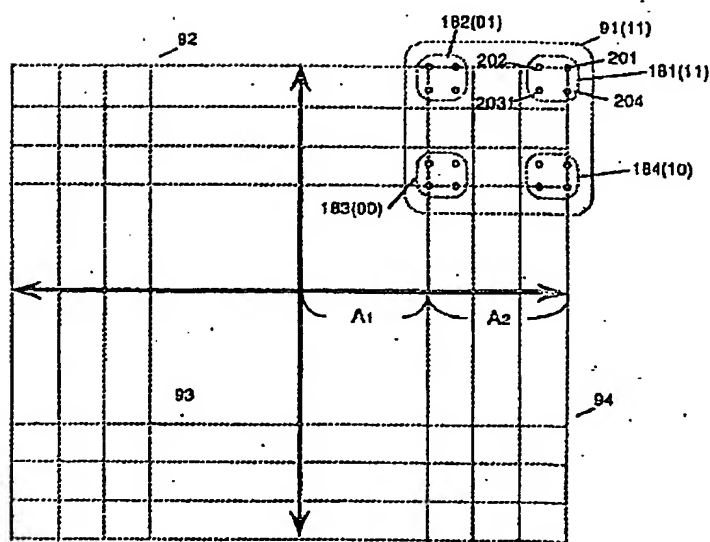
【図92】



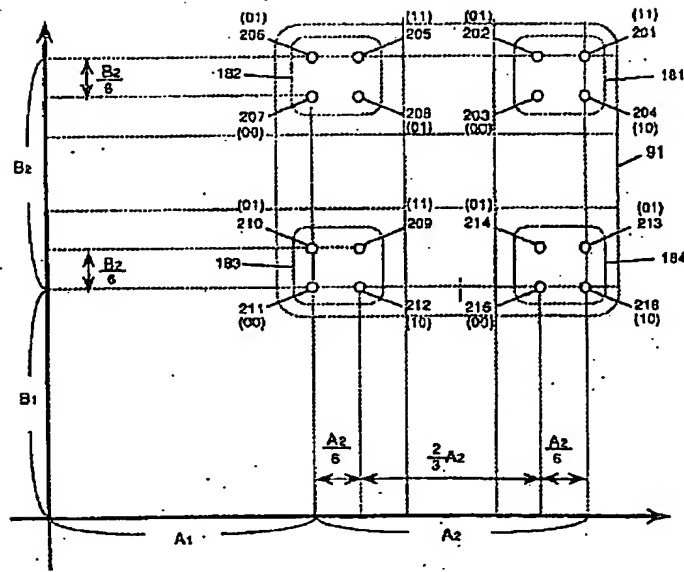
【図13】



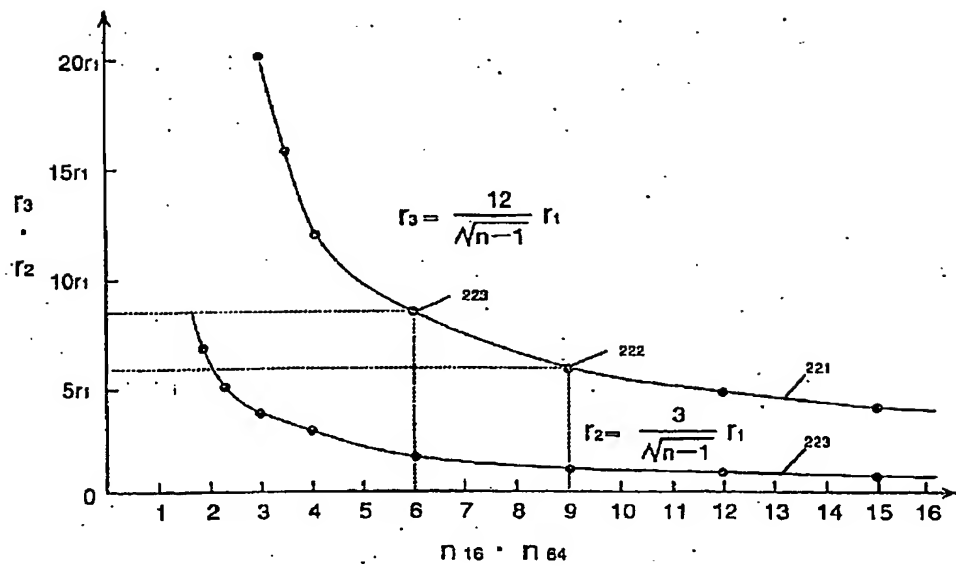
【図14】



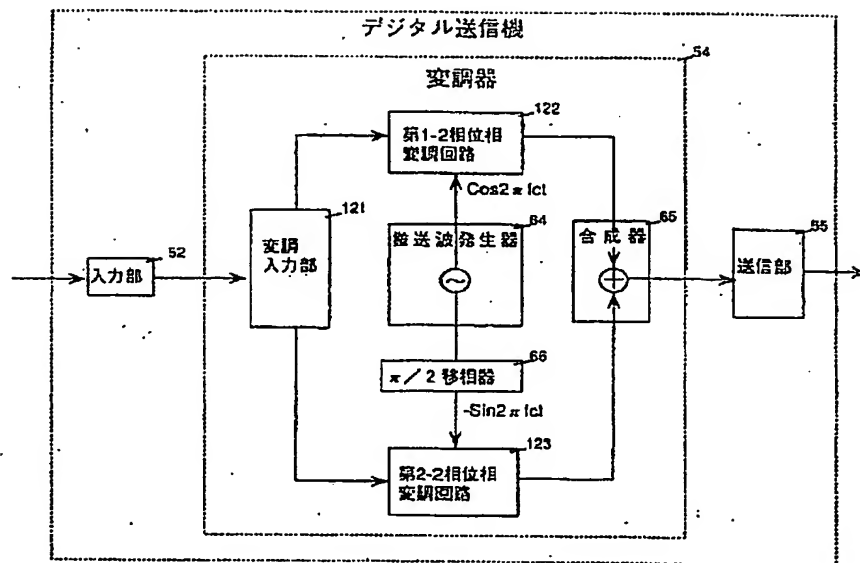
【図15】



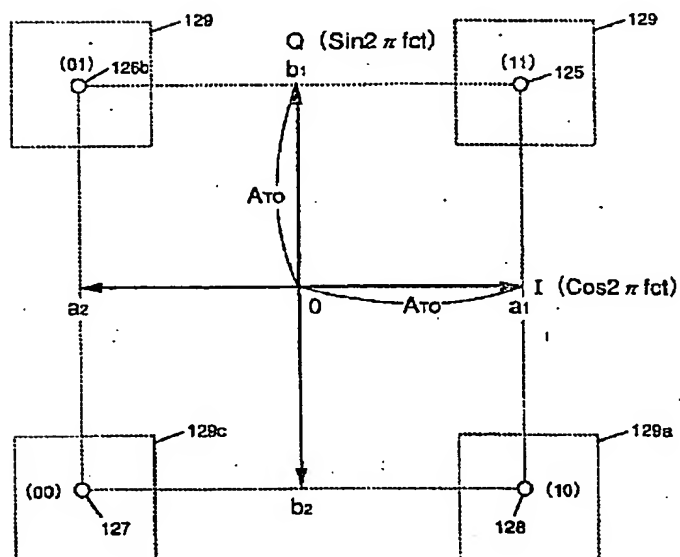
【図16】



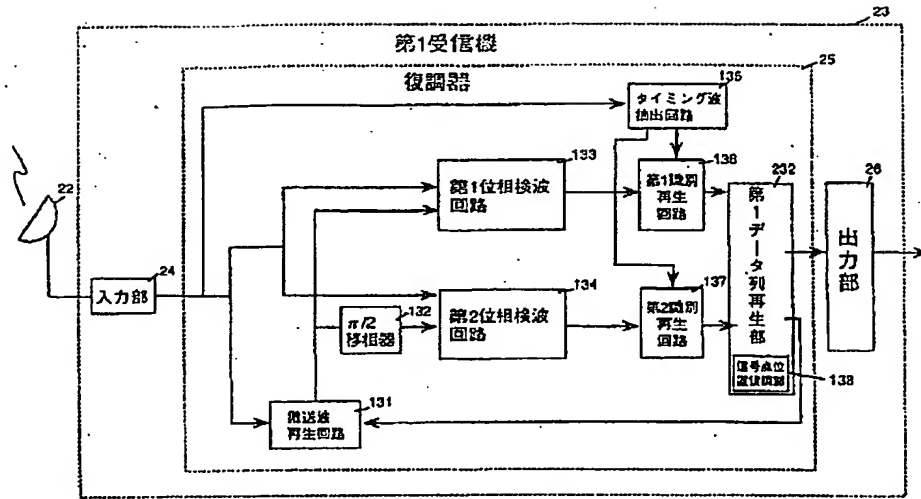
【図17】



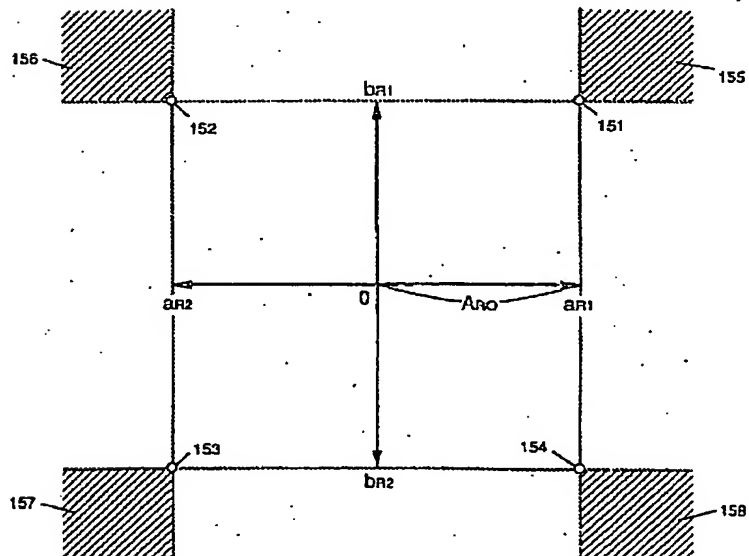
【図18】



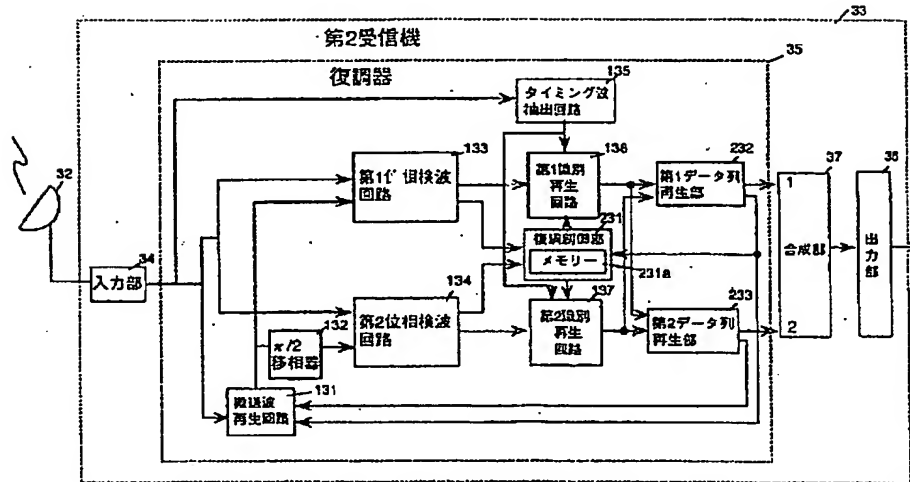
【図19】



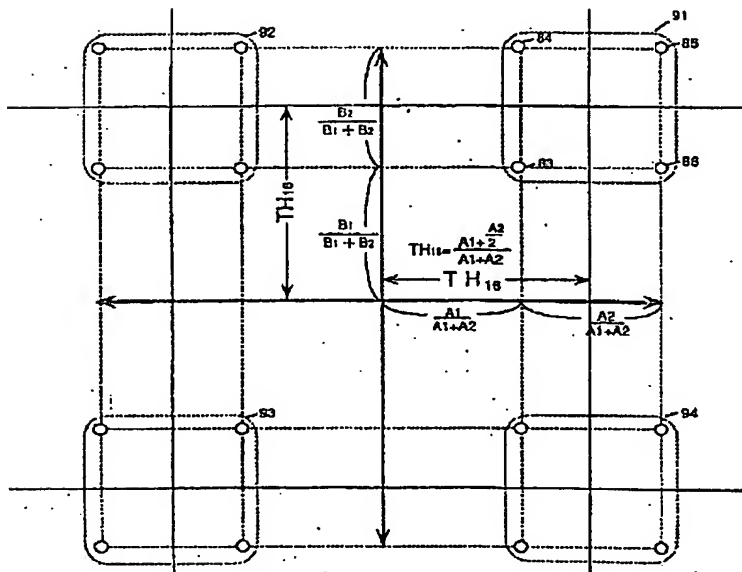
【図20】



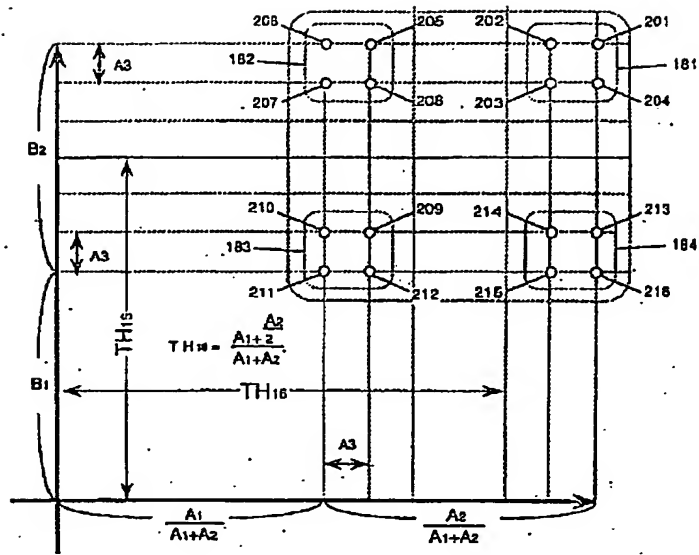
【図21】



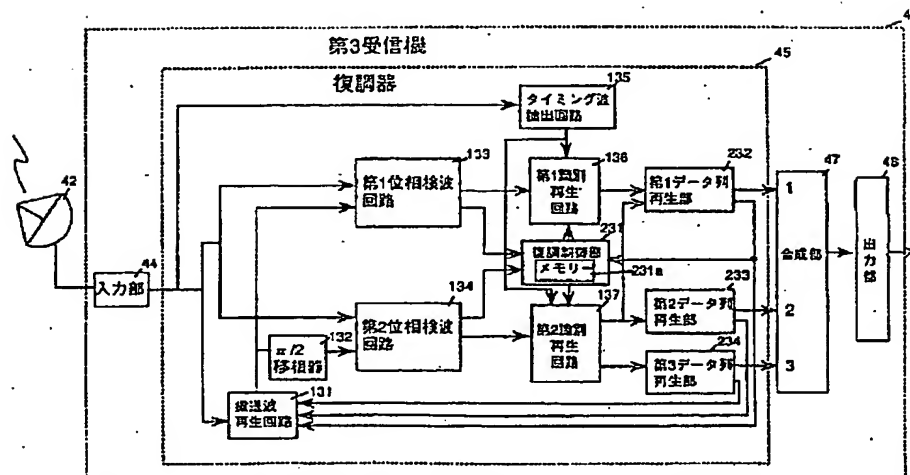
【図22】



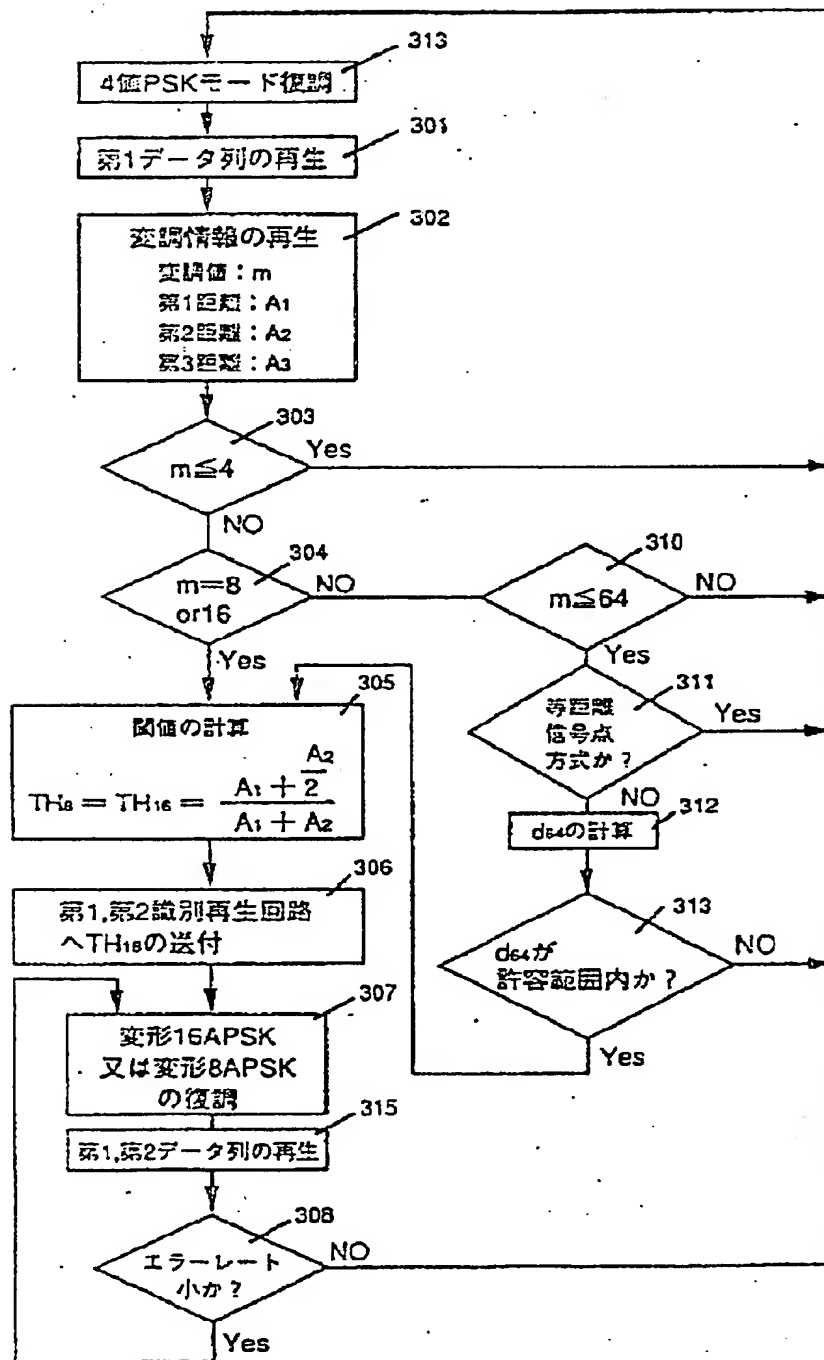
【図23】



【図26】



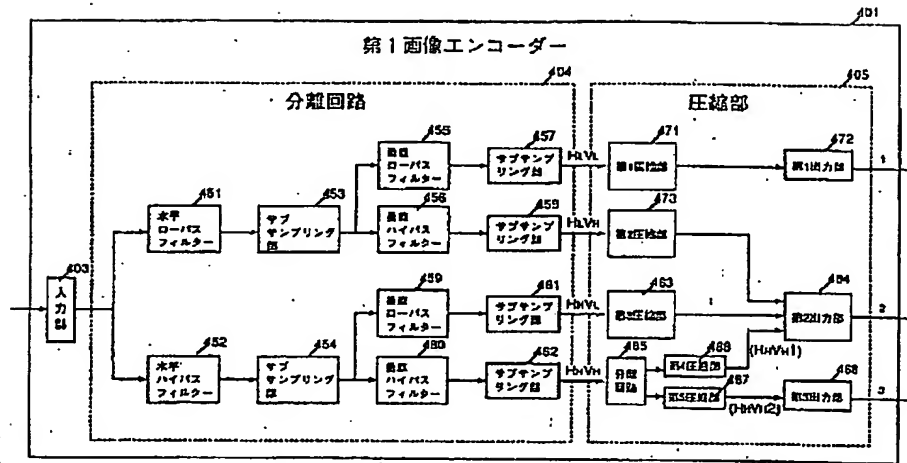
【図24】



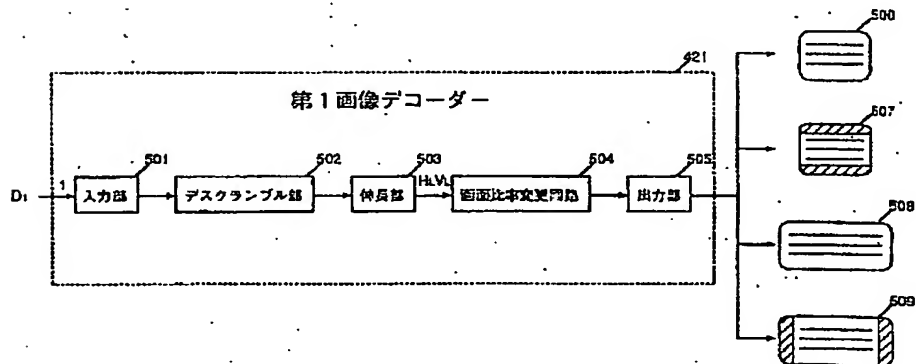

```

graph TD
    313[4PSKモード復調] --> 301[第1データ列の再生]
    301 --> 302[変調情報の再生  
変調値: m  
第1距離: A1  
第2距離: A2  
第3距離: A3]
    302 --> 303{m ≤ 4}
    303 -- Yes --> 301
    303 -- NO --> 304{m = 8  
or 16}
    304 -- Yes --> 305[閾値の計算  
TH16 = TH16 = (A2 / (A1 + 2)) * (A1 + A2)]
    304 -- NO --> 320{m = 32?}
    305 --> 306[第1 第2方式別再生回路  
へTH16の送付]
    306 --> 307[変形16APSK  
又は変形8APSK  
の復調]
    307 --> 315[第1, 第2データ列の再生]
    315 --> 308{エラーレート  
小か?}
    308 -- Yes --> 301
    308 -- NO --> 313
    320 -- Yes --> 322[32値APSK  
復調]
    320 -- NO --> 321{m = 64?}
    321 -- Yes --> 323{A3が1/2以上か?}
    321 -- NO --> 322
    323 -- Yes --> 324[閾値の計算  
TH16 = (A2 / (A1 + 2)) * (A1 + A2)  
TH24 = (A2 / (A3 + 2)) * (A1 + A2)  
TH34 = (A1 + A2 - A3 / 2) / (A1 + A3)]
    323 -- NO --> 322
    324 --> 325[第1, 第2方式別再生  
回路へ閾値の伝送]
    325 --> 326[変形64APSK  
の復調再生]
    326 --> 327[第1, 第2, 第3データ  
列の再生]
    327 --> 328{エラーレート  
小か?}
    328 -- Yes --> 301
    328 -- NO --> 313
  
```

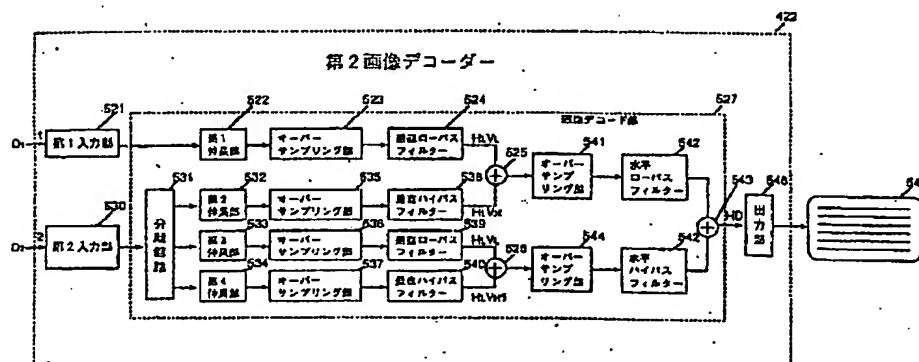
【図30】



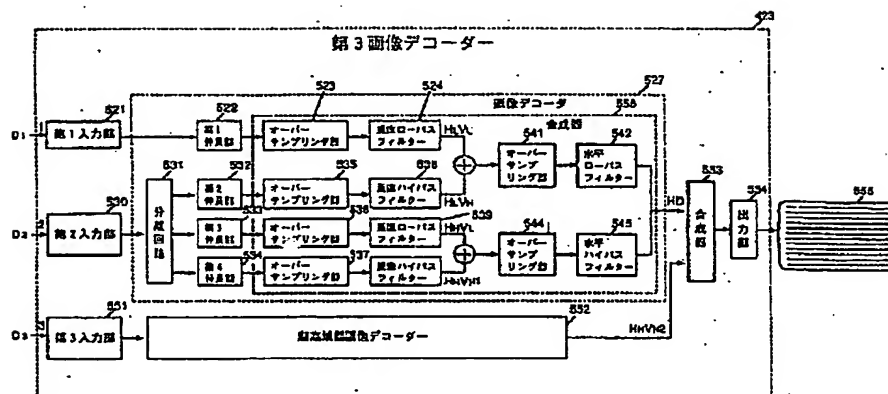
【図31】



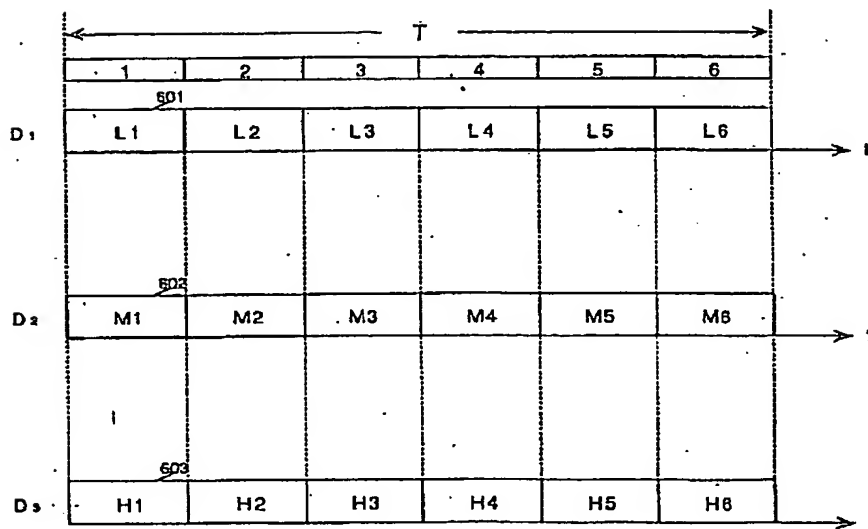
【図32】



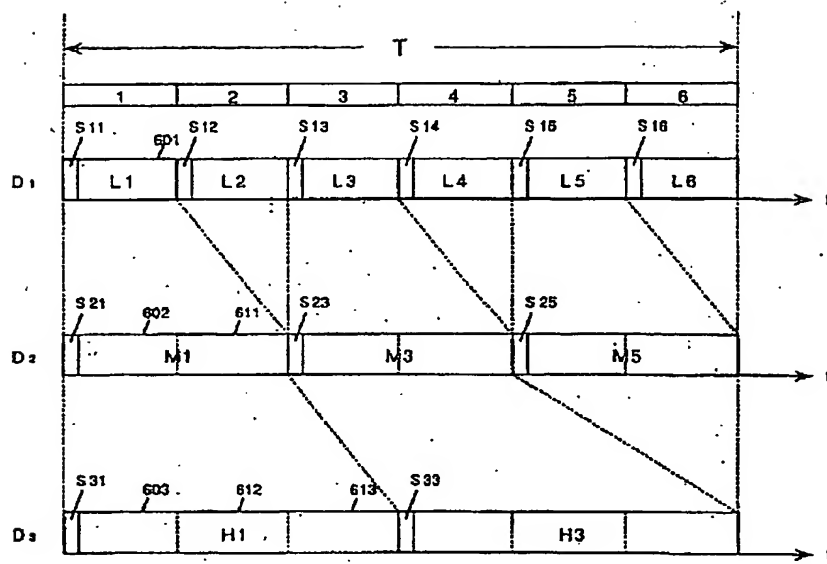
【図33】



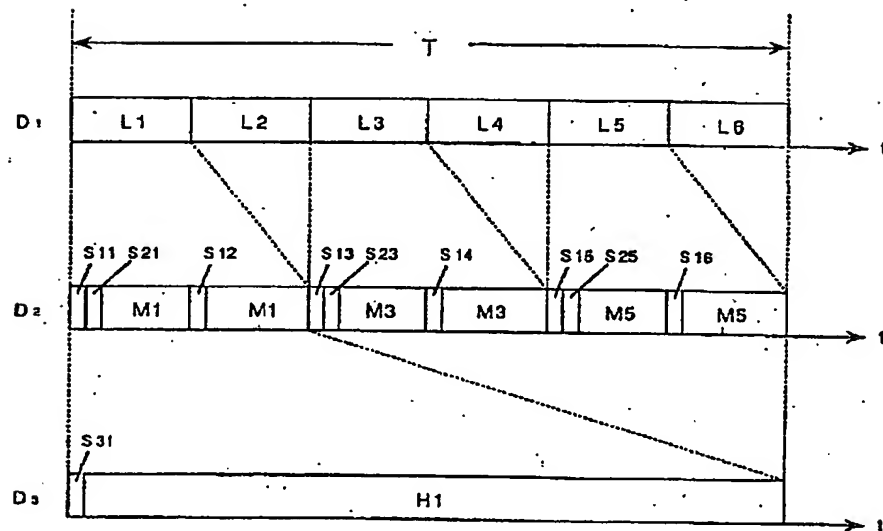
【図34】



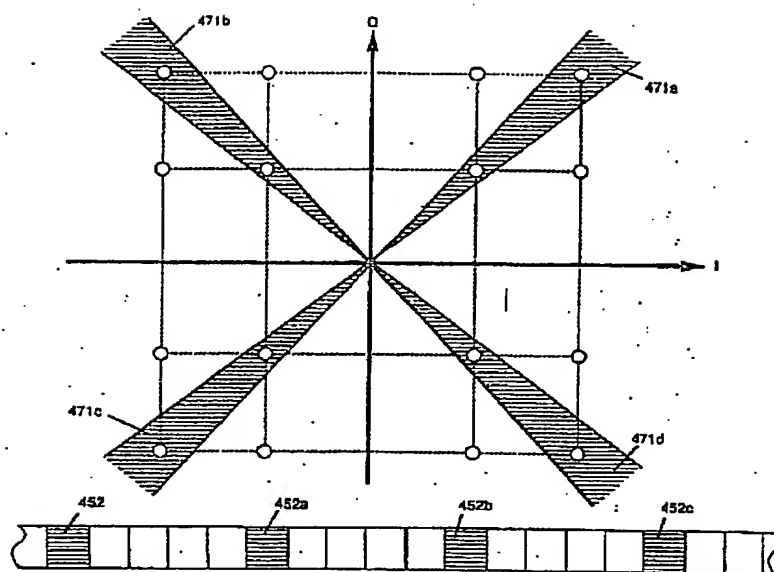
【図35】



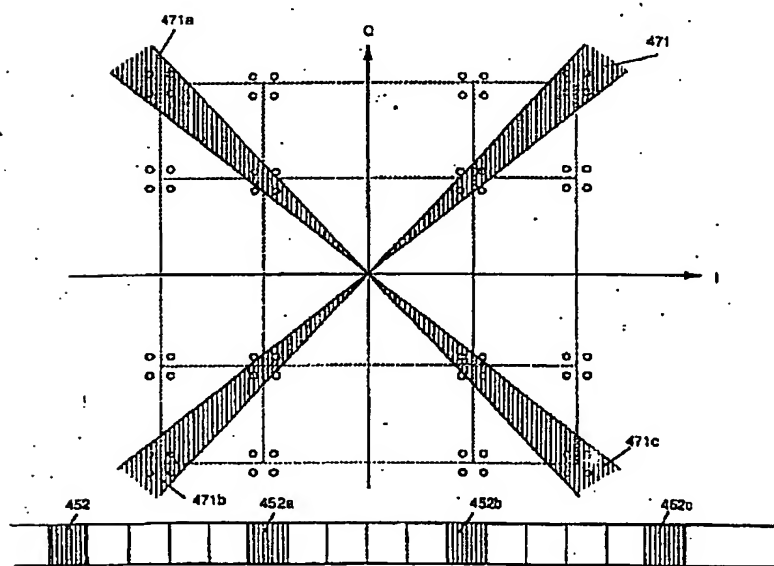
【図36】



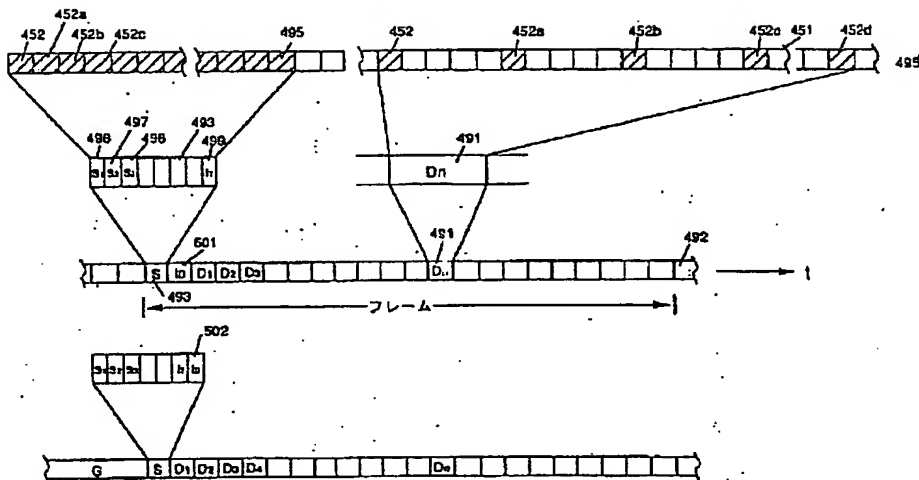
【図39】



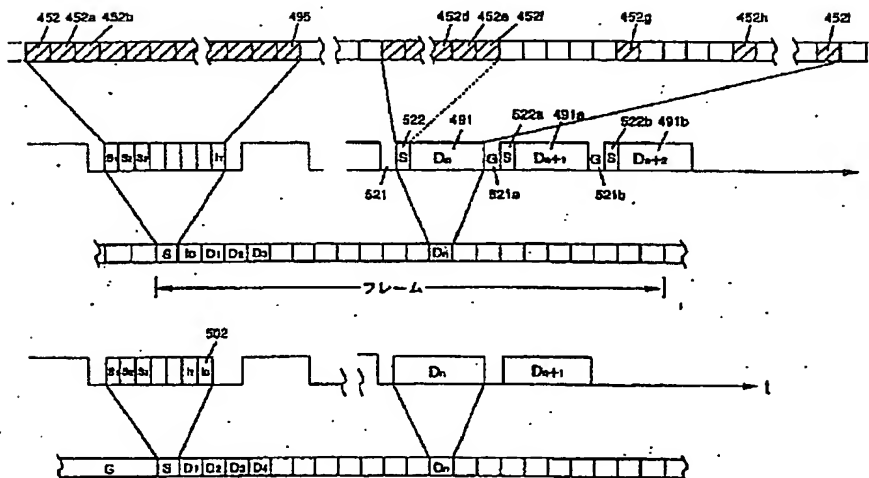
【図40】



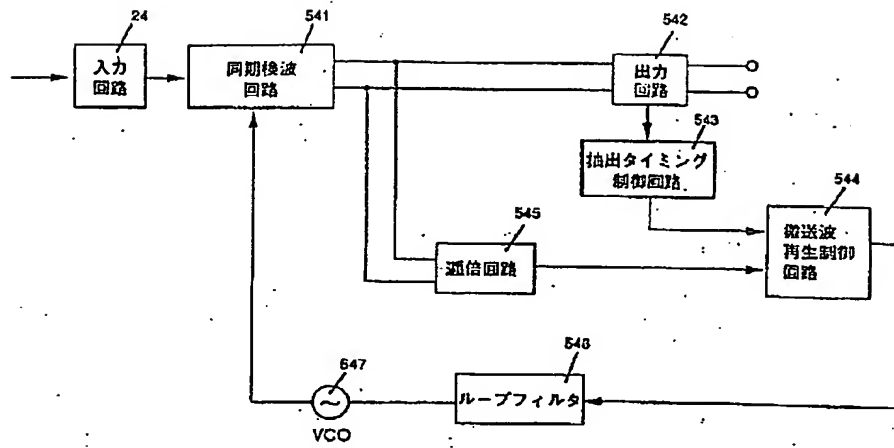
【図 4 1】



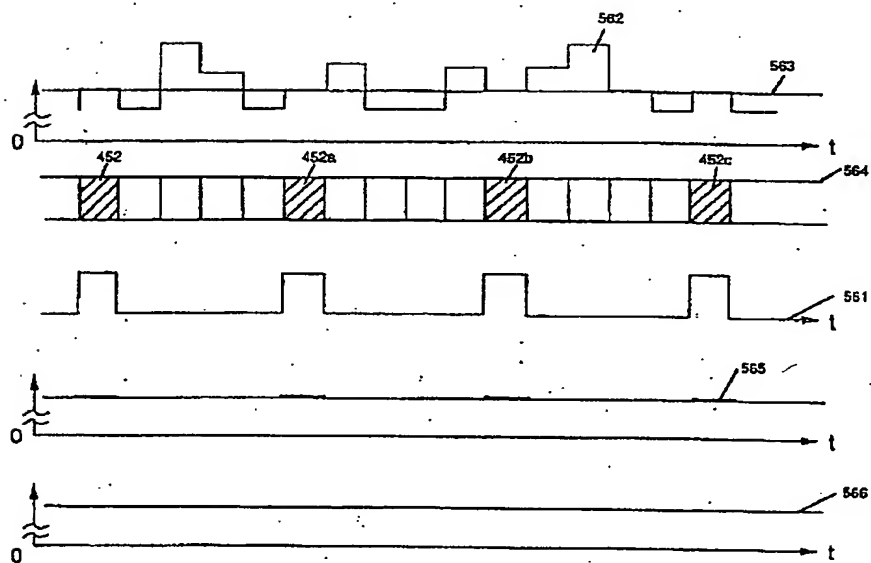
【図 4 2】



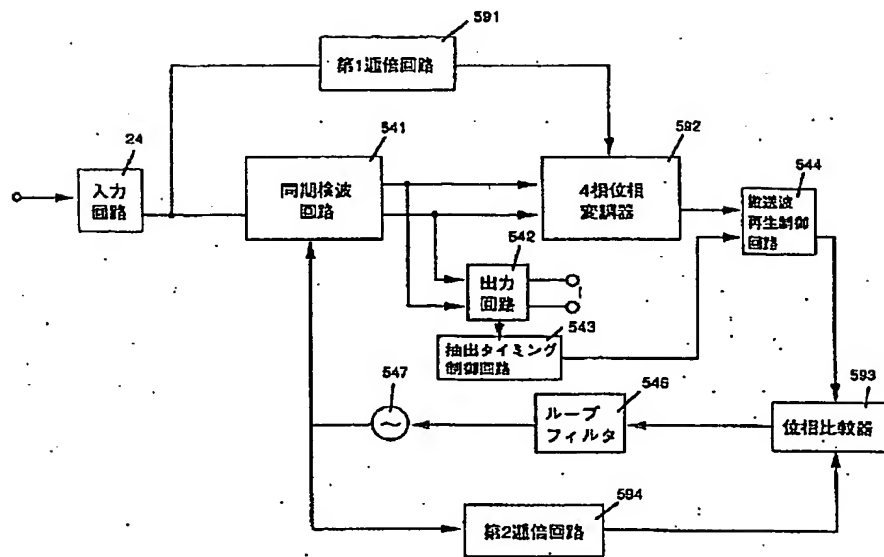
【図43】



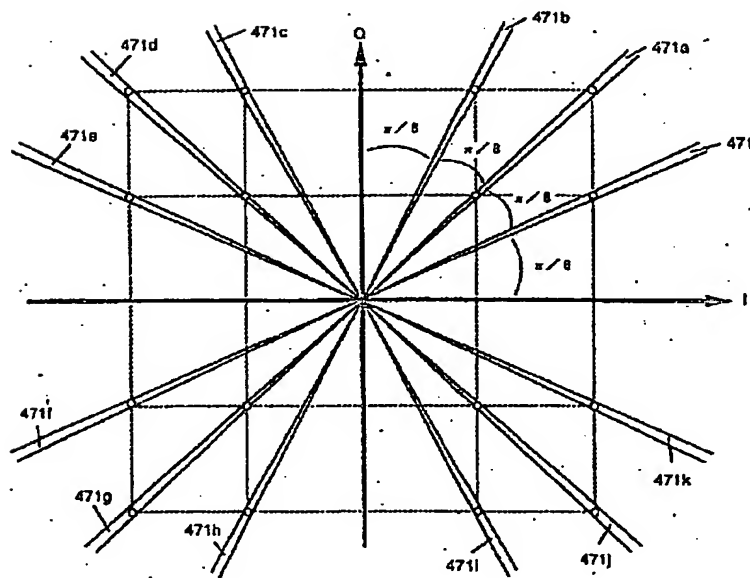
【図44】



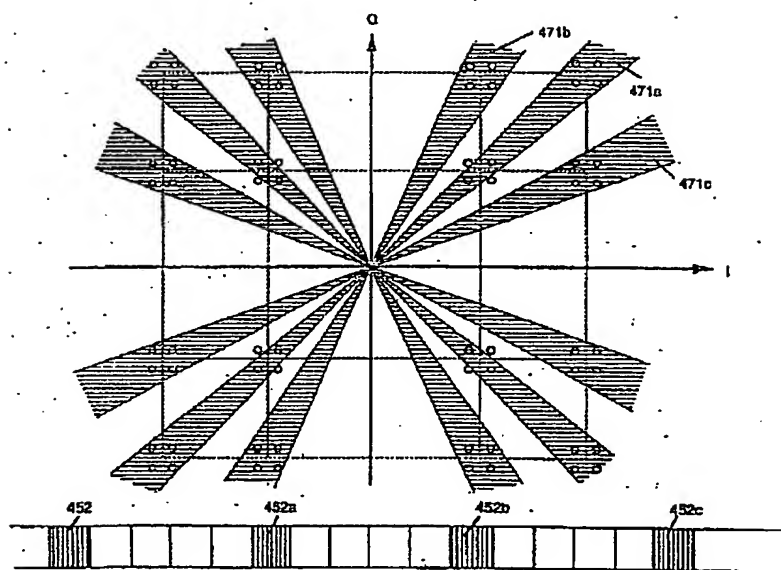
【図45】



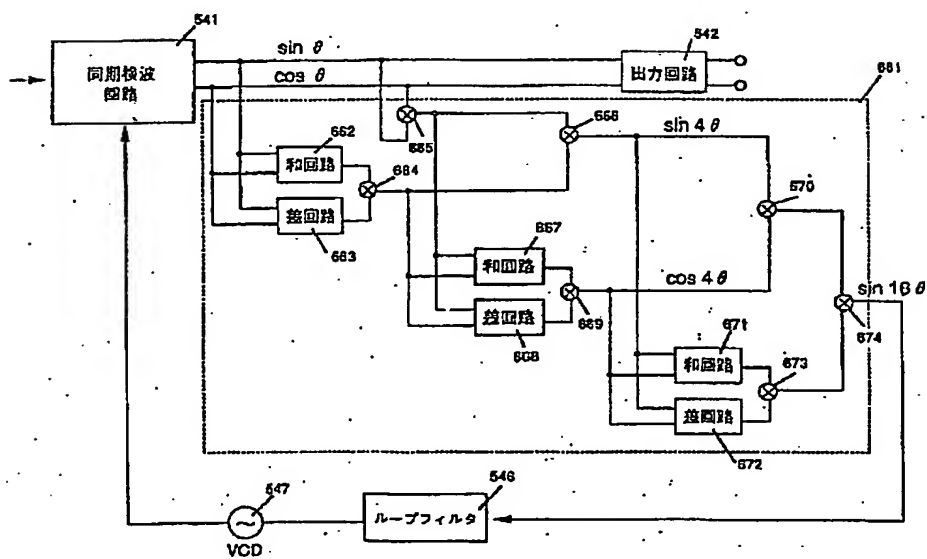
【図46】



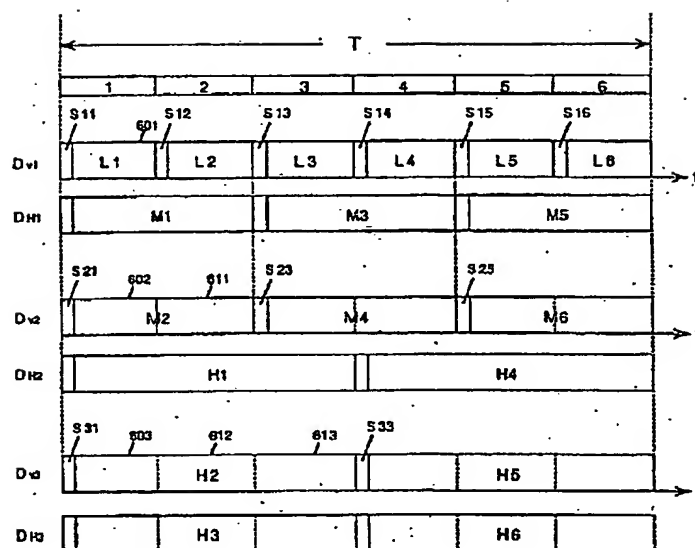
【図47】



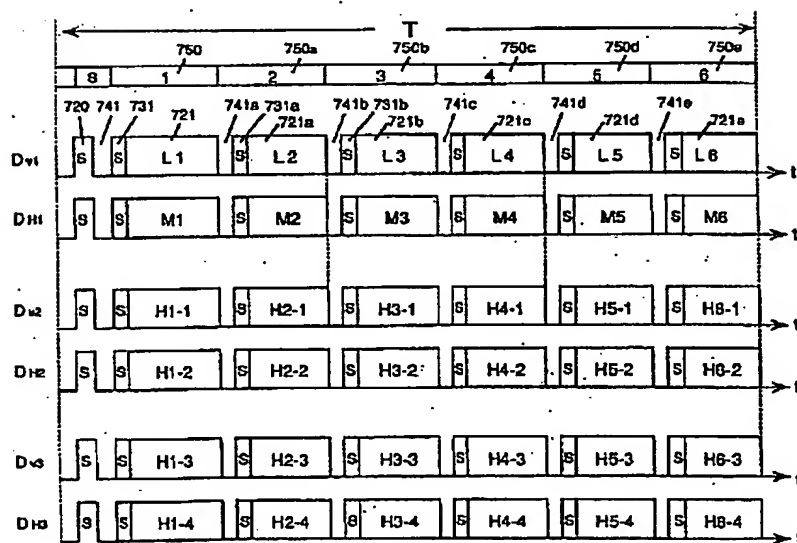
【図48】



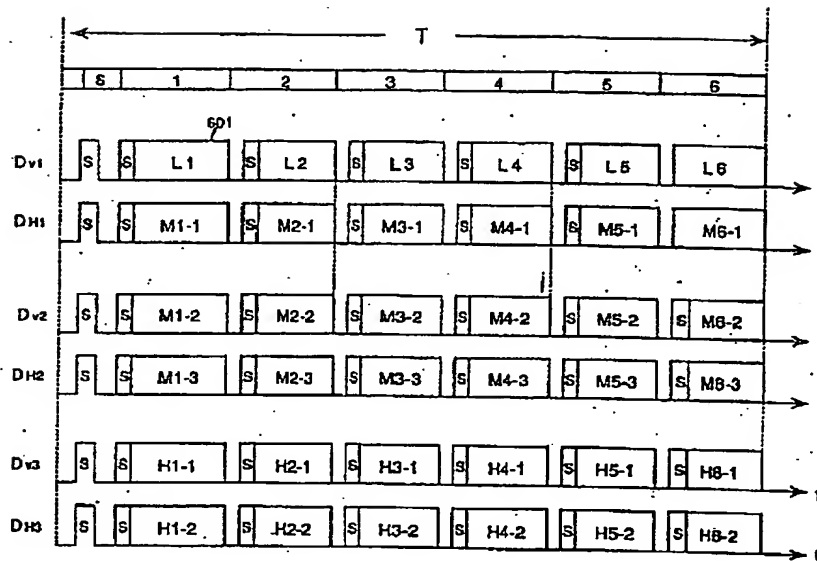
【図49】



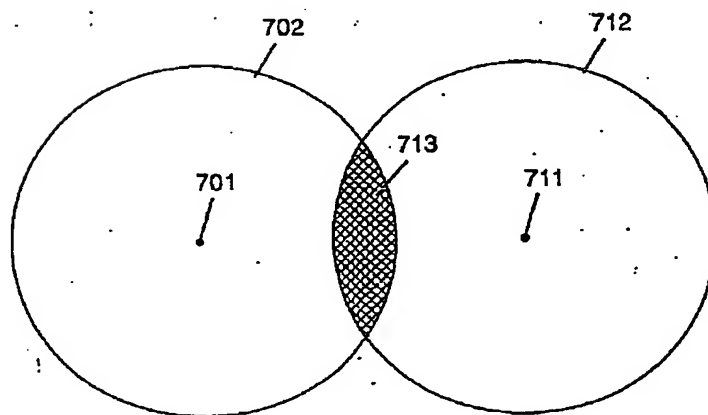
【図50】



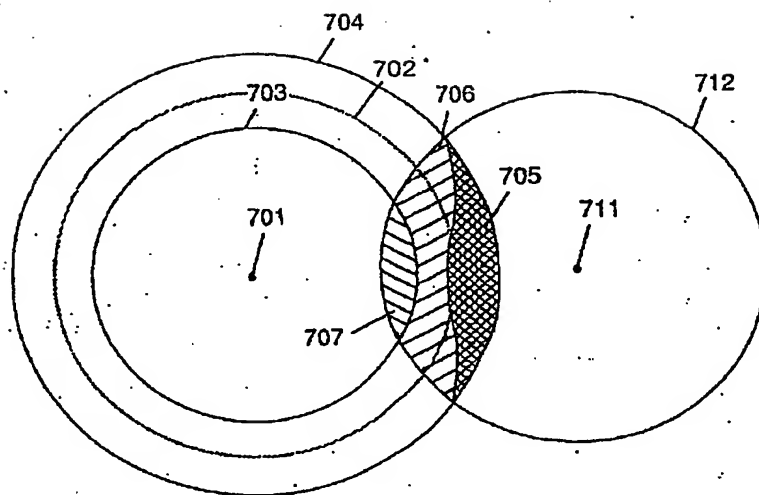
【図51】



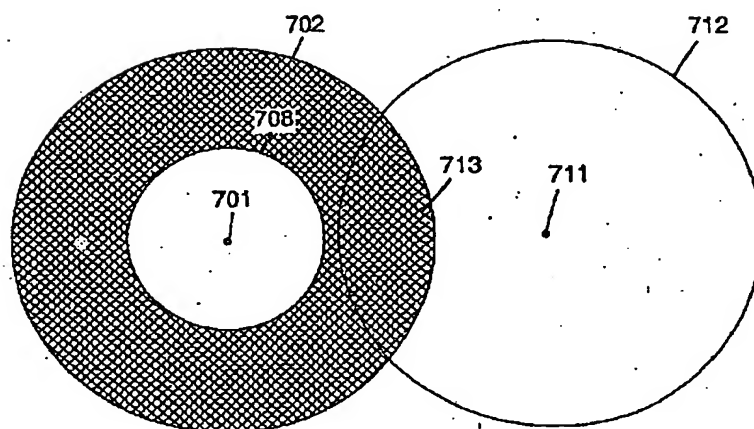
【図52】



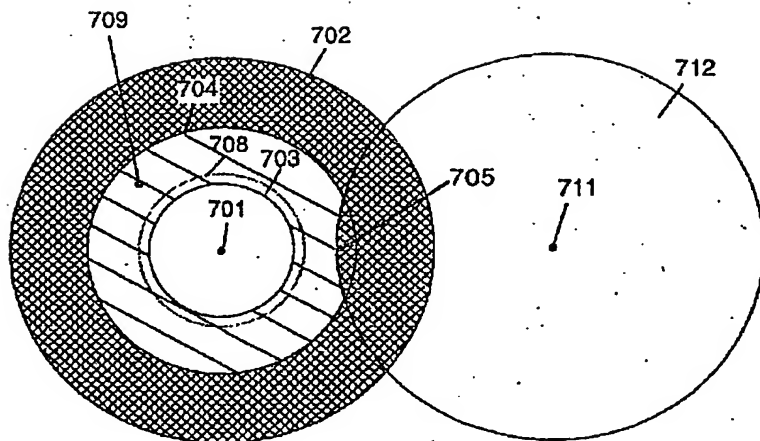
【図53】



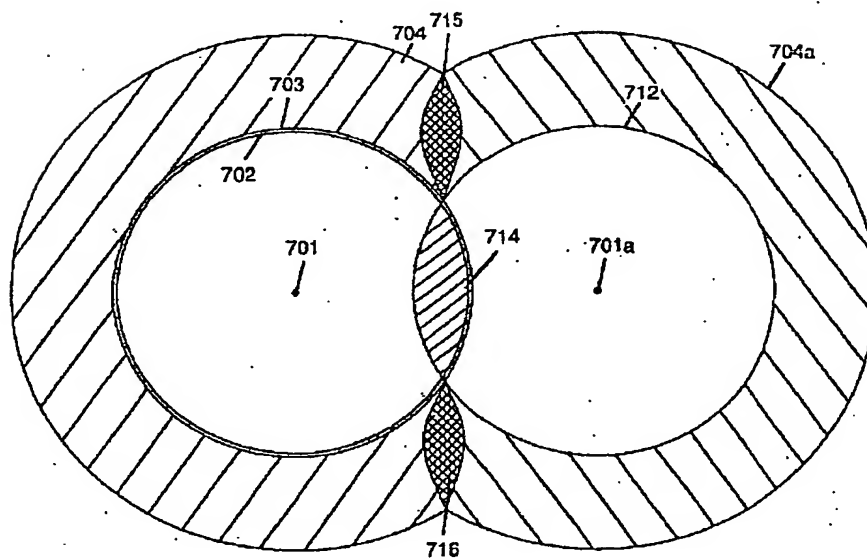
【図54】



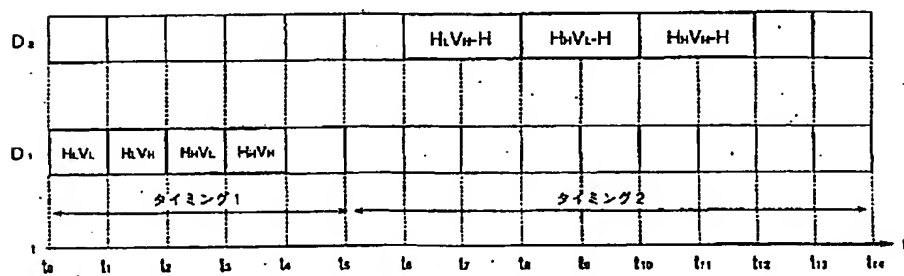
【図55】



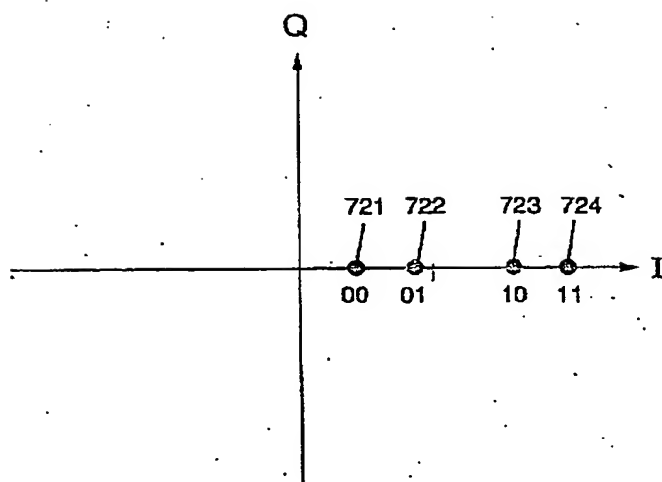
【図56】



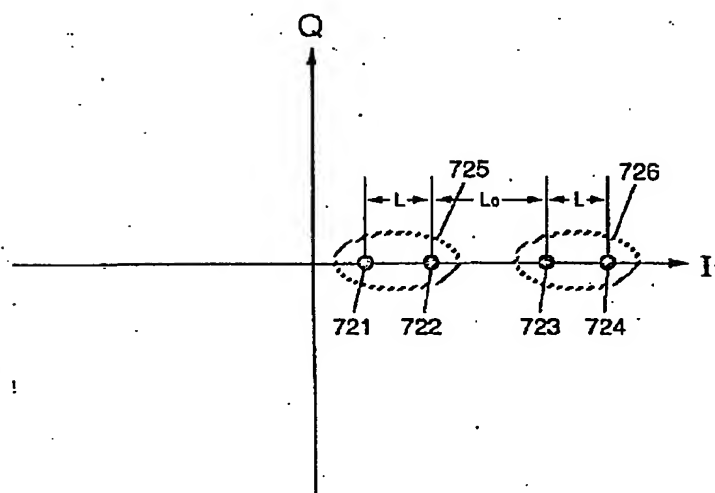
【図73】



【図57】



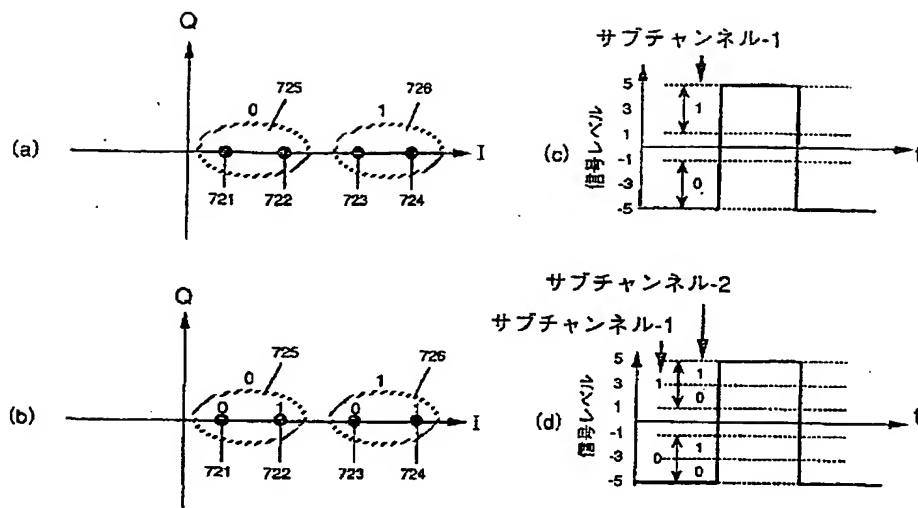
【図58】



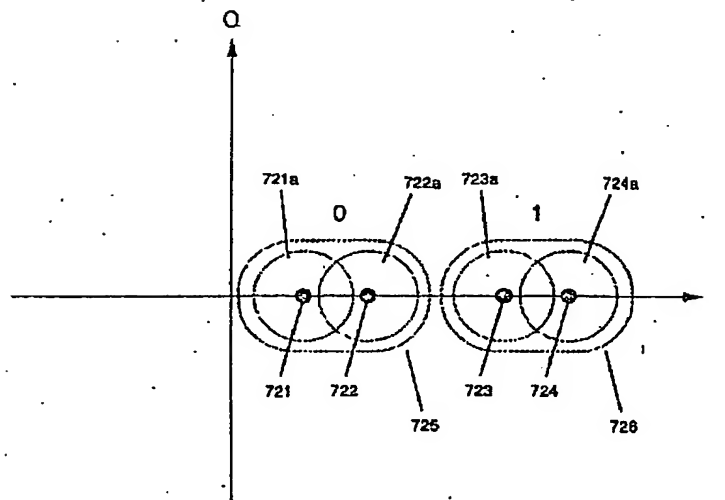
【図75】

			821a		821b		821c	
			H _L V _H (1)	H _L V _H (2)	H _H V _L (1)	H _H V _L (2)	H _H V _H (1)	H _H V _H (2)
D ₁	821			822a		822b		822c
	H _L V _L (1)	H _L V _L (2)						
		822						

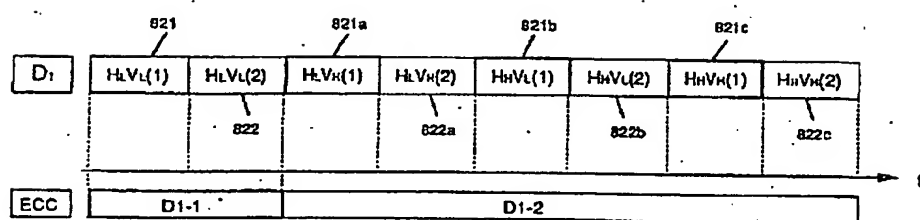
【図59】



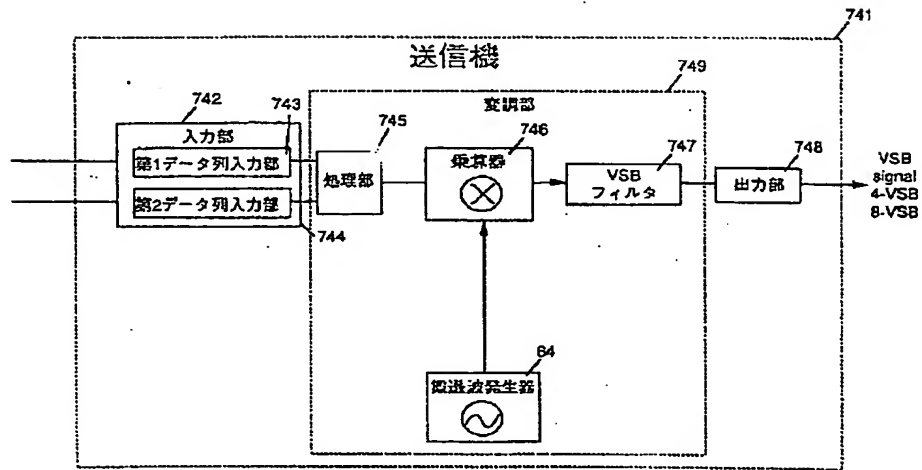
【図60】



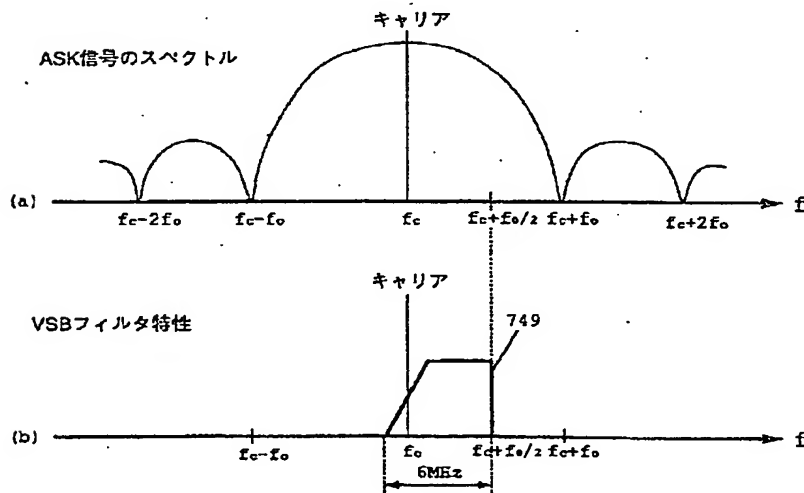
【図76】



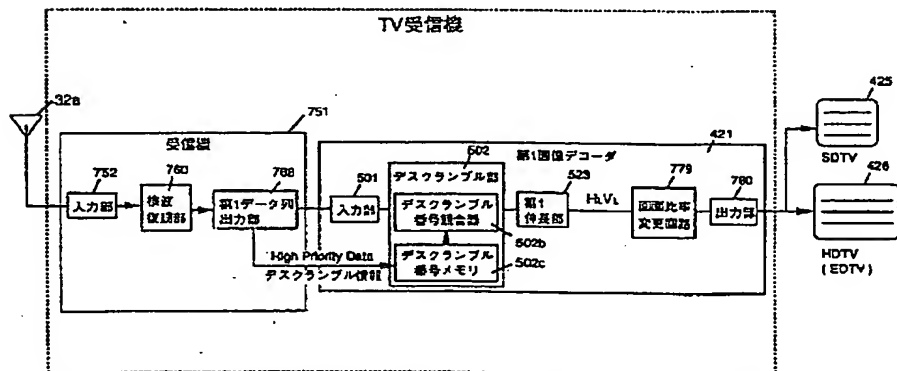
【図 6 1】



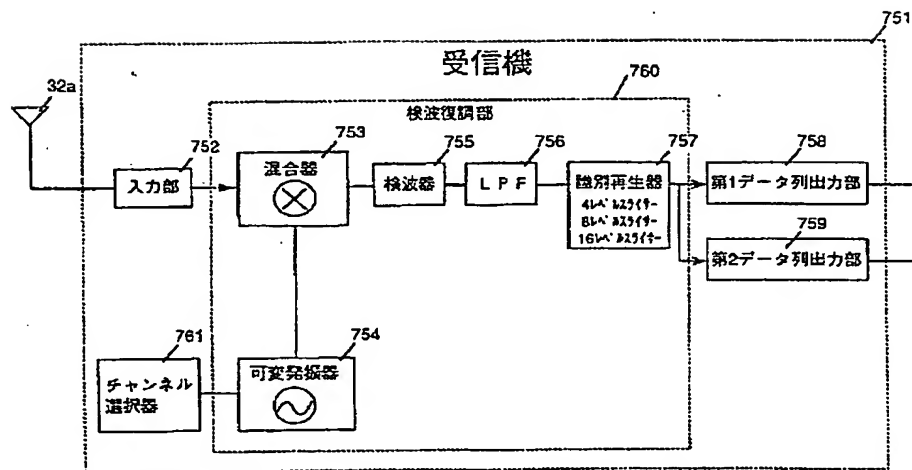
【図 6 2】



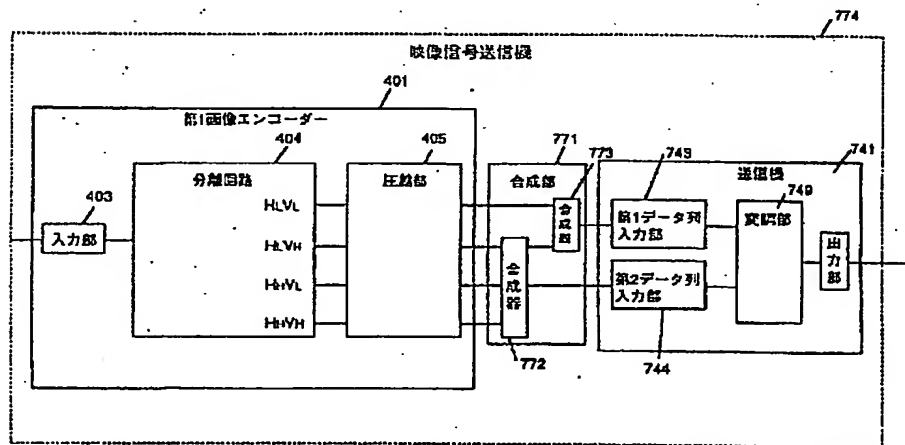
【図 6 6】



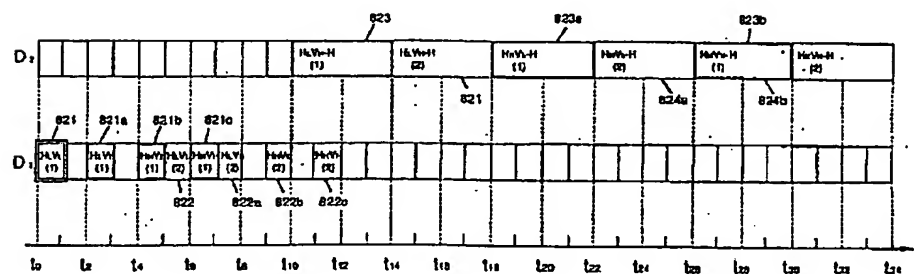
【図63】



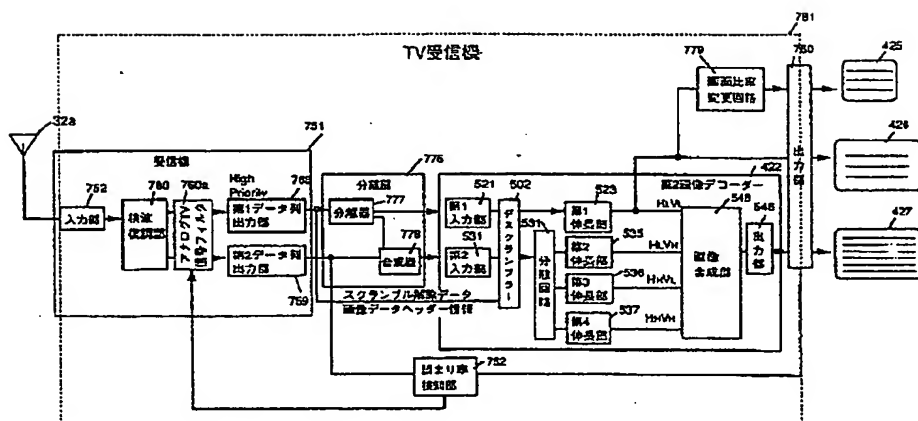
【図64】



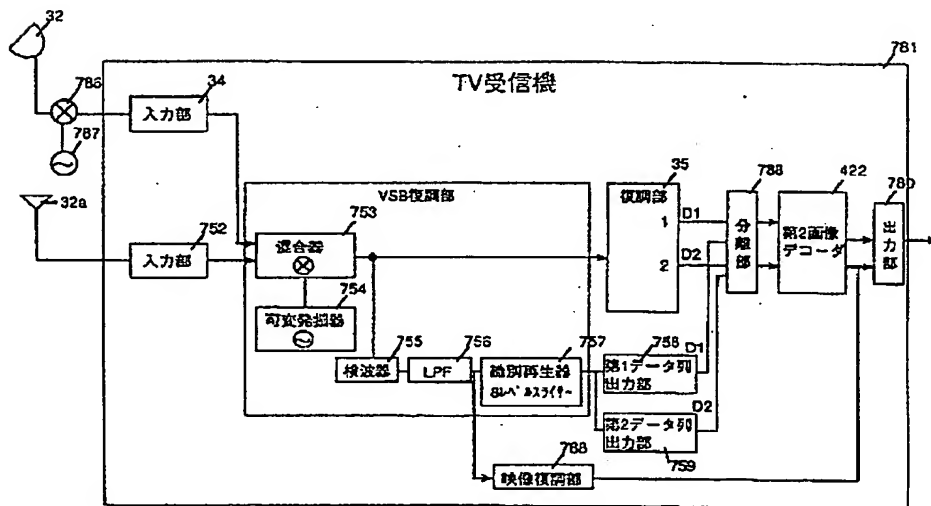
【図77】



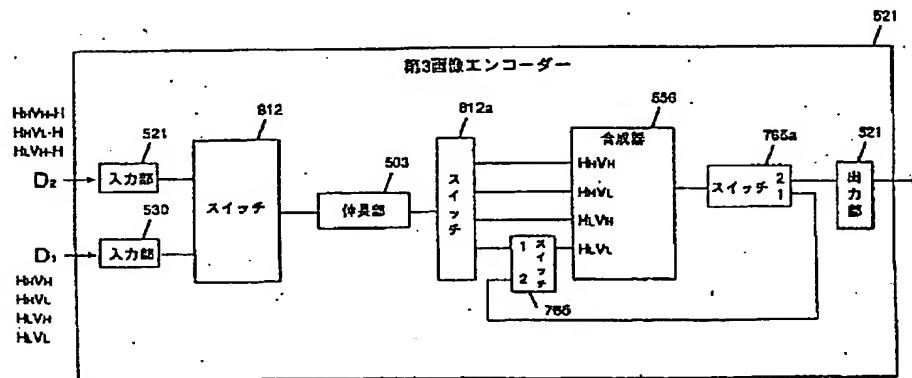
【図 6 5】



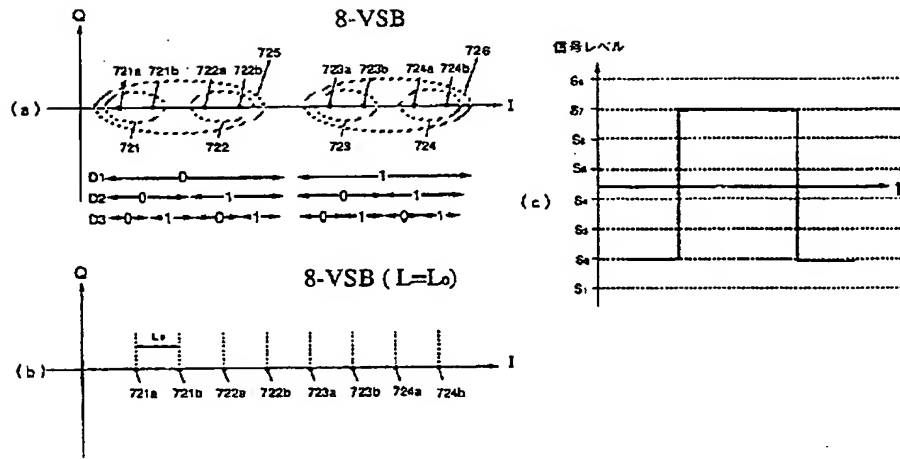
【图 6 7】



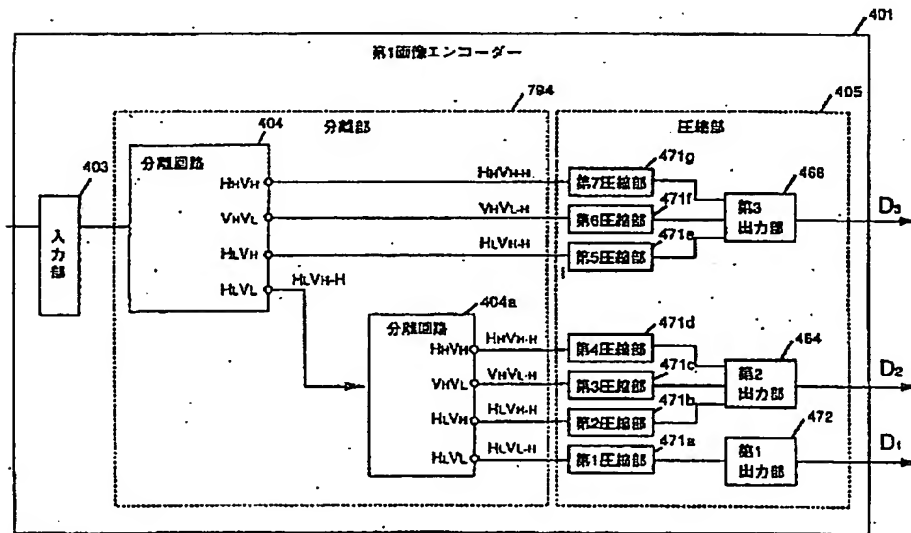
【图 7 8】



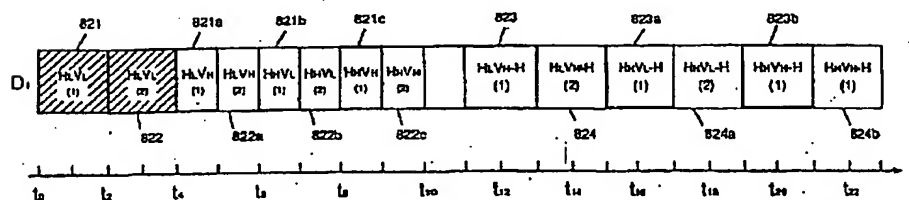
【図68】



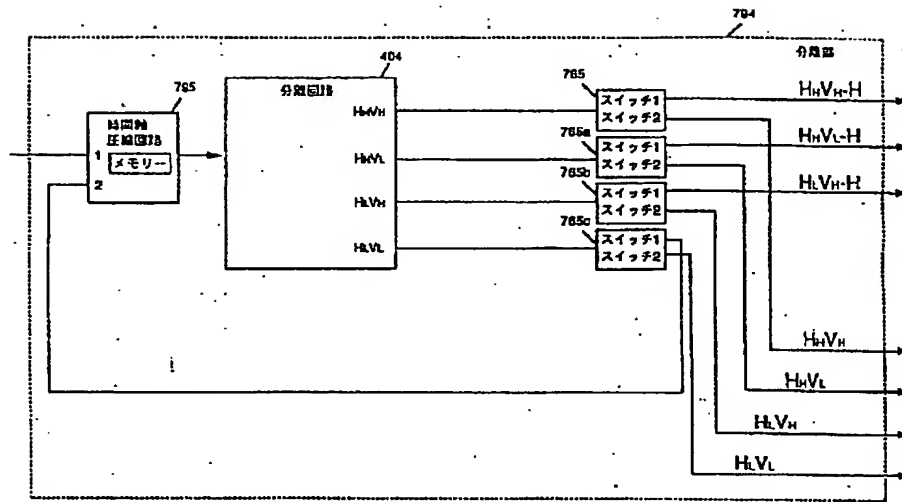
【図69】



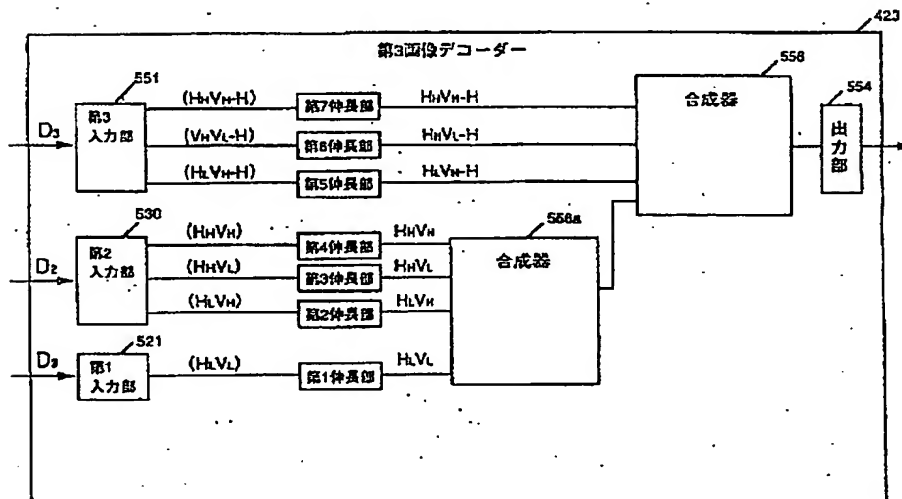
【図81】



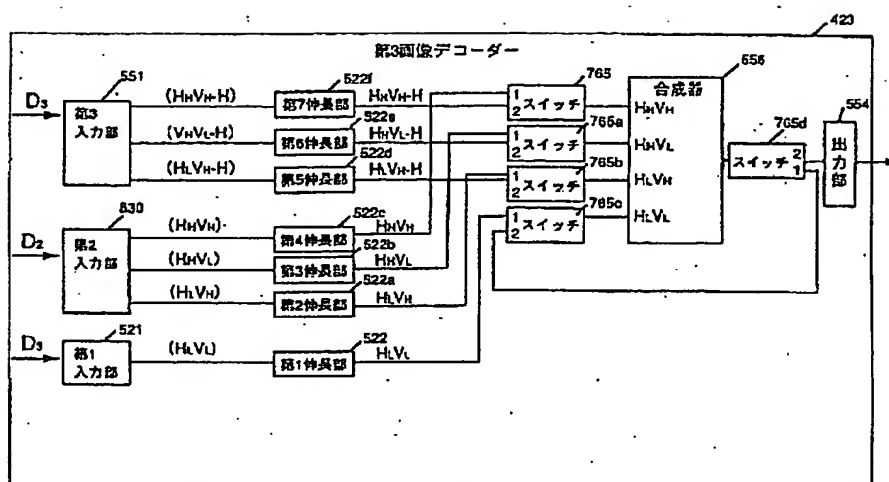
【図70】



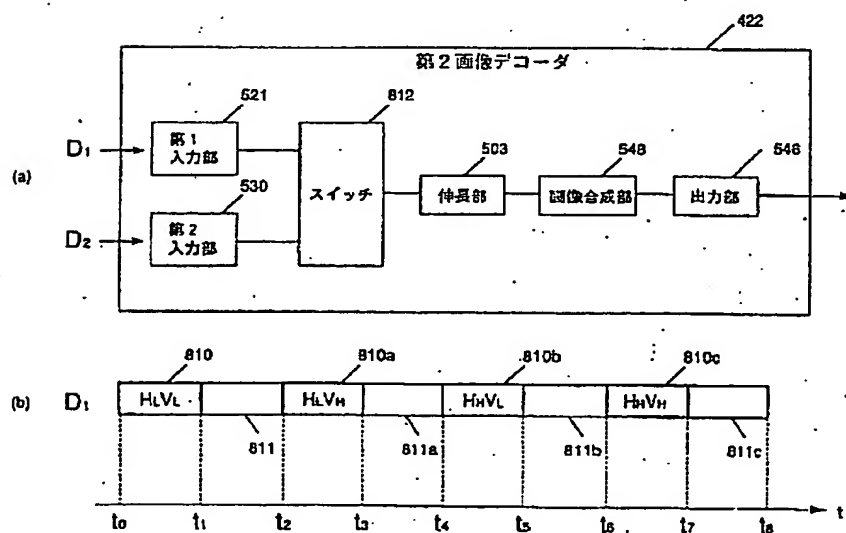
【図71】



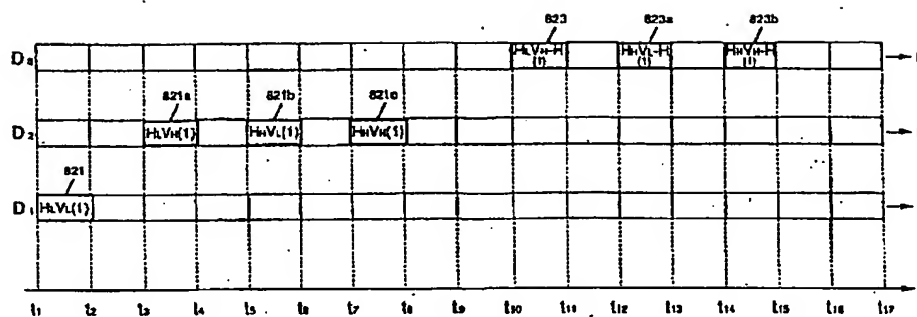
【図72】



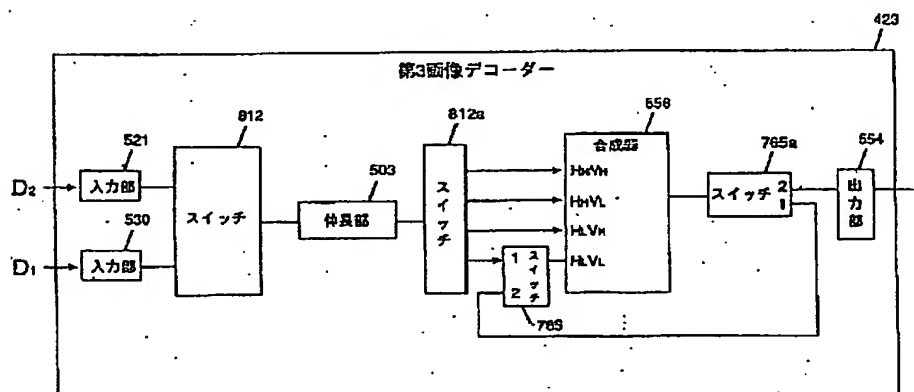
【図74】



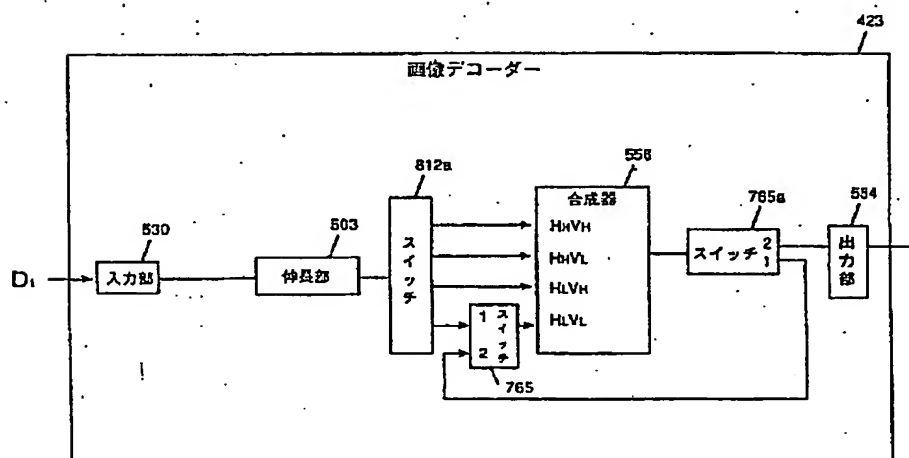
【図 7 9】



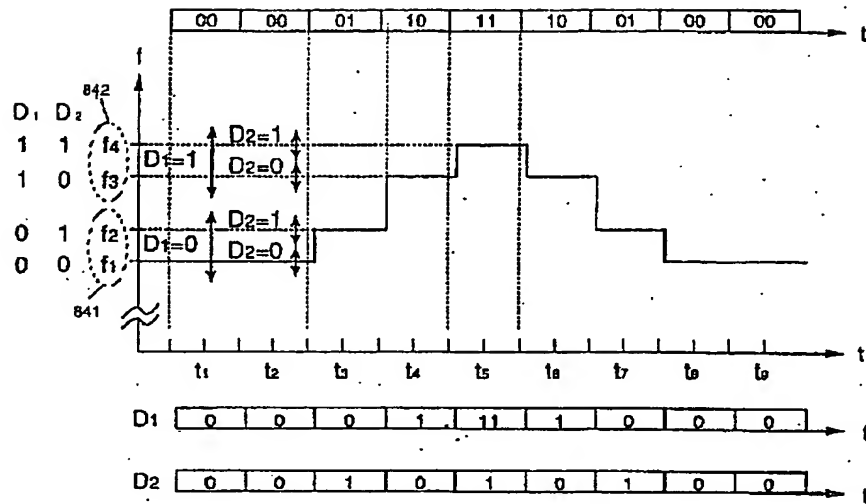
【図 8 0】



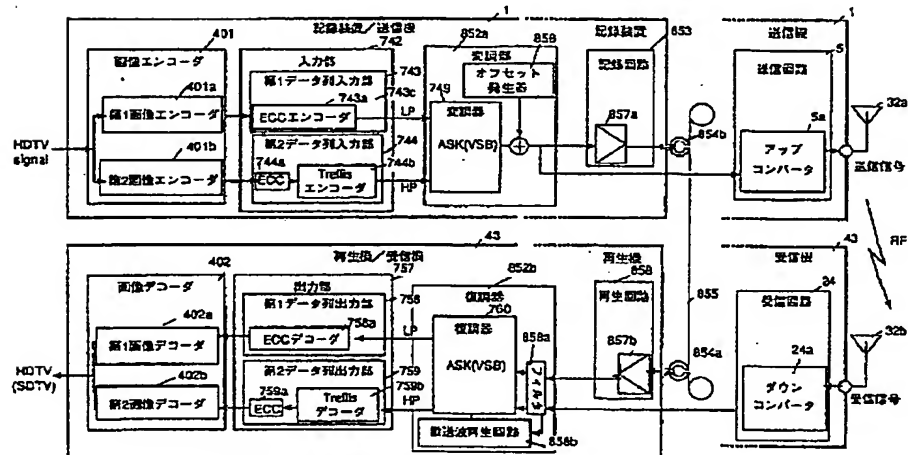
【図 8 2】



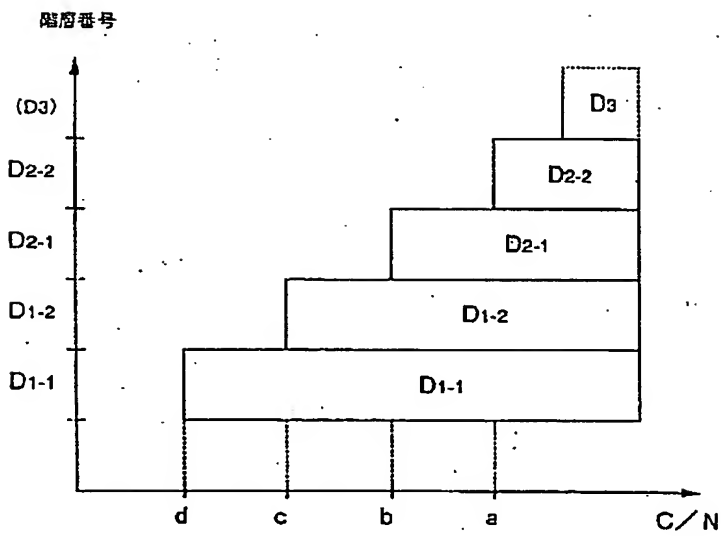
【図83】



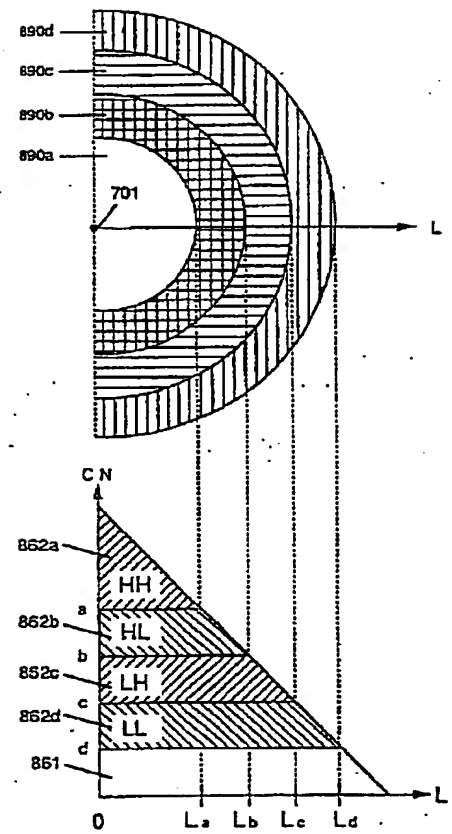
【図84】



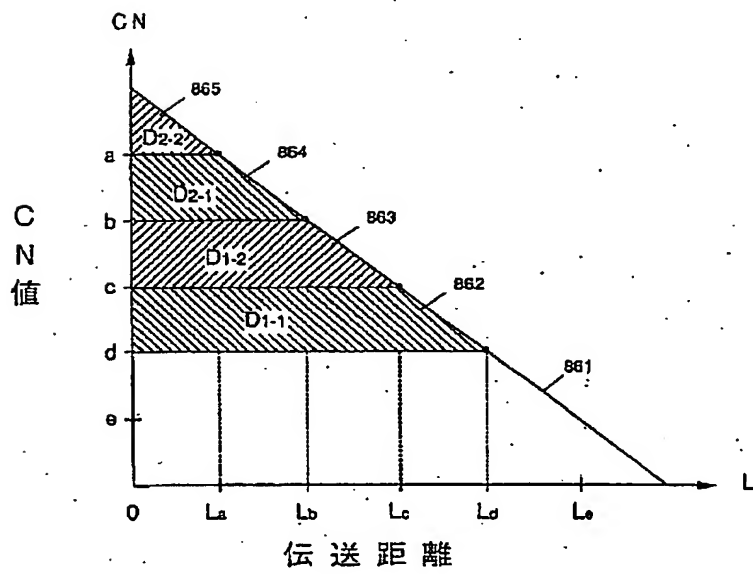
【図85】



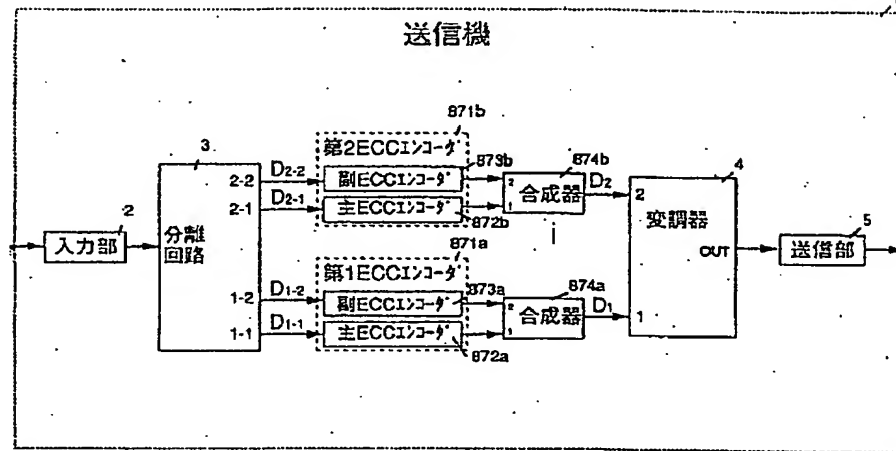
【図95】



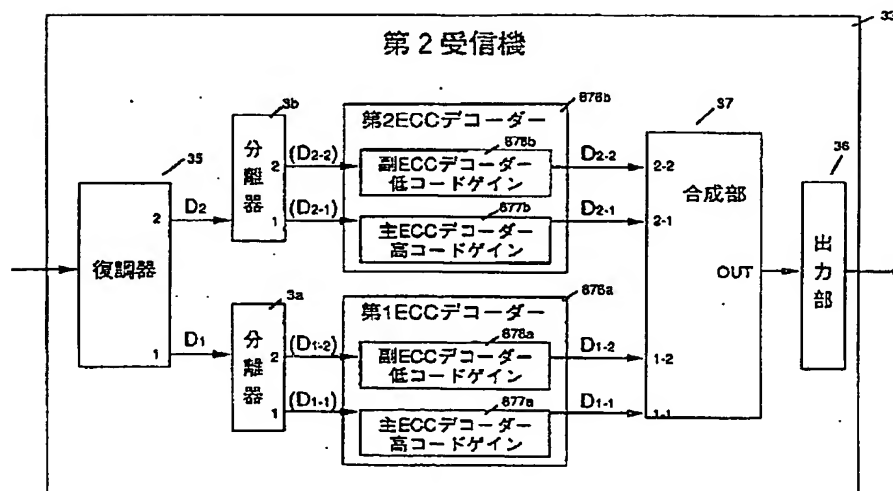
【図86】



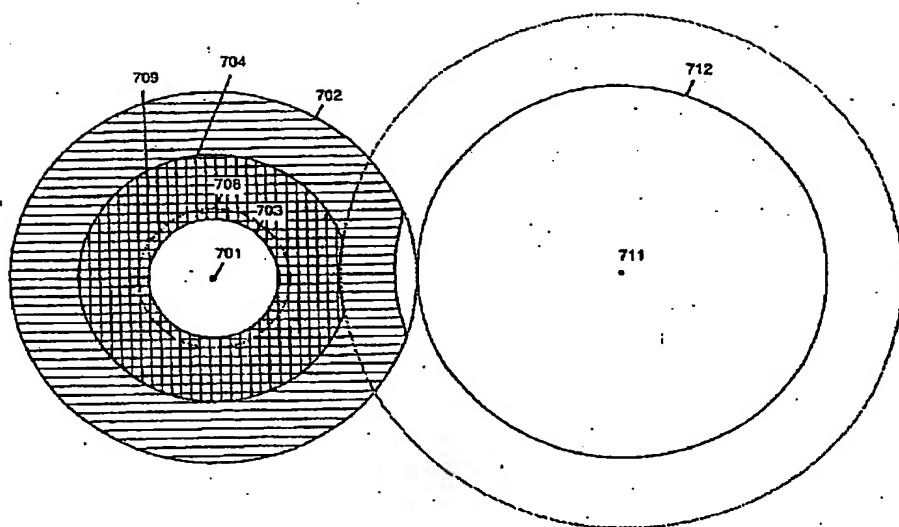
【図87】



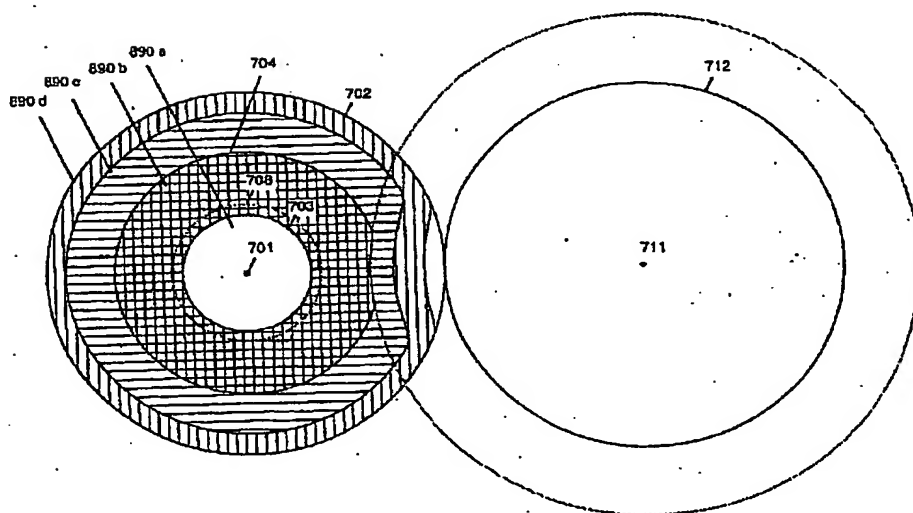
【図88】



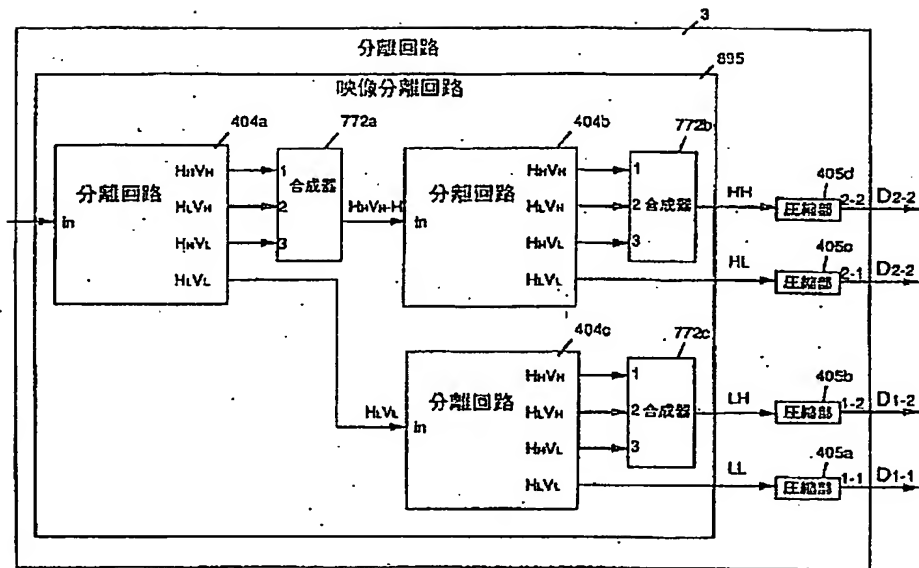
【図90】



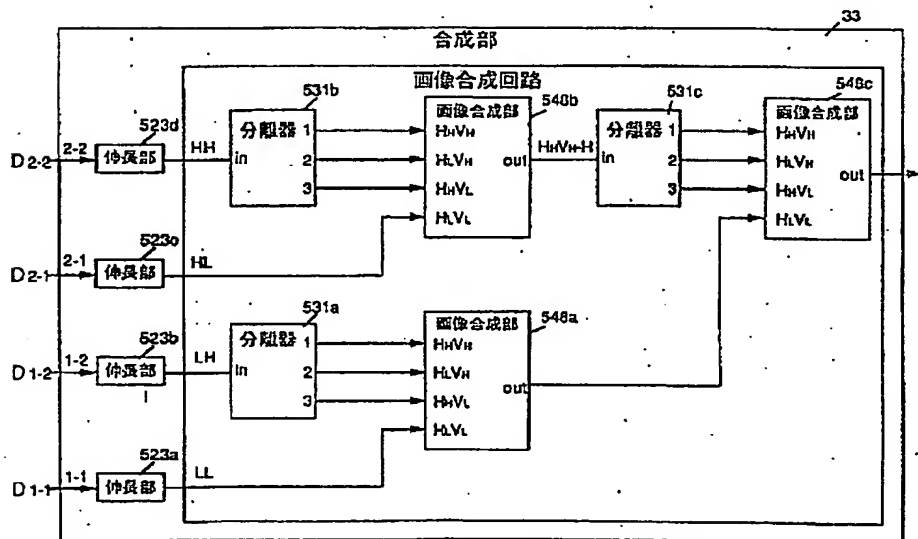
【図91】



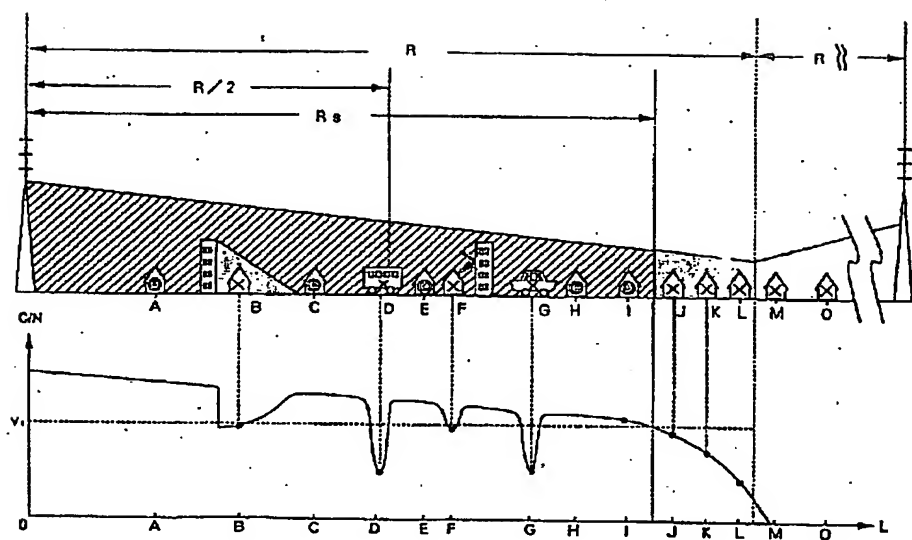
【図93】



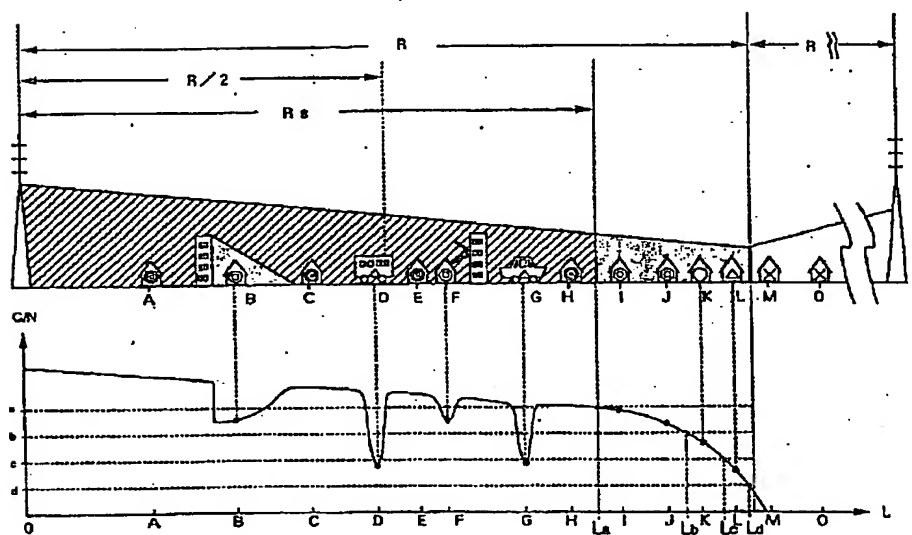
【図94】



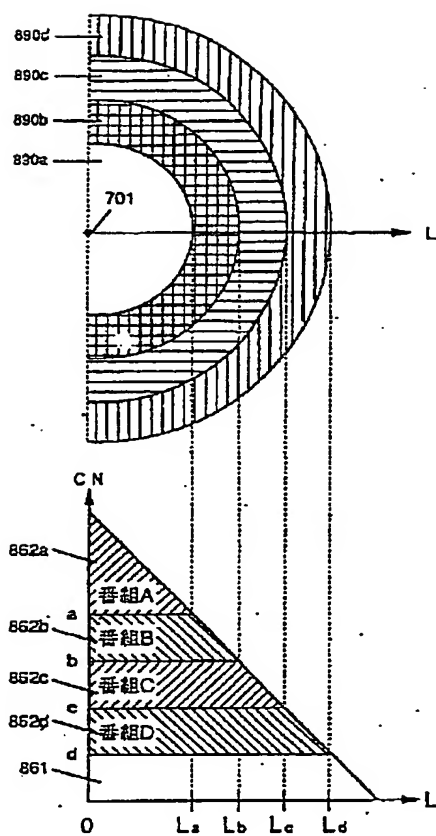
【図96】



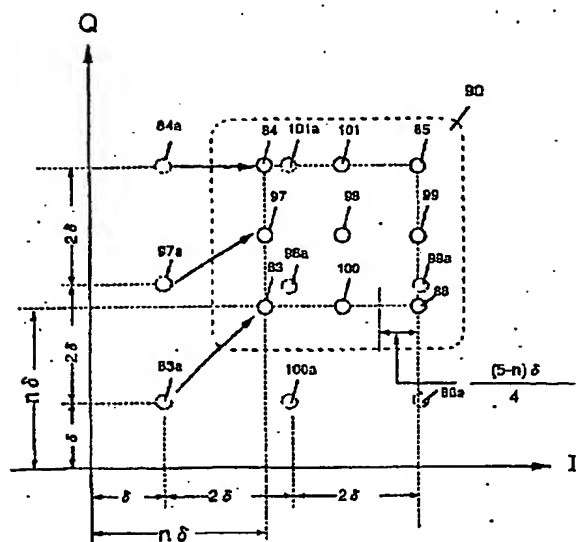
【図97】



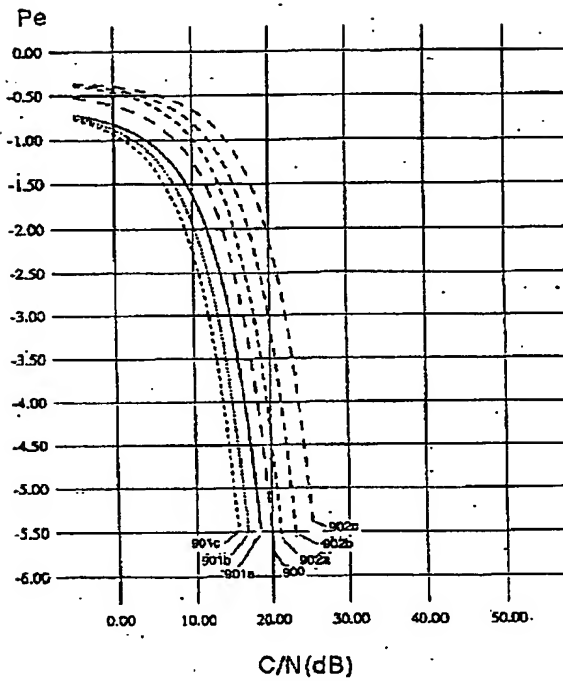
【図98】



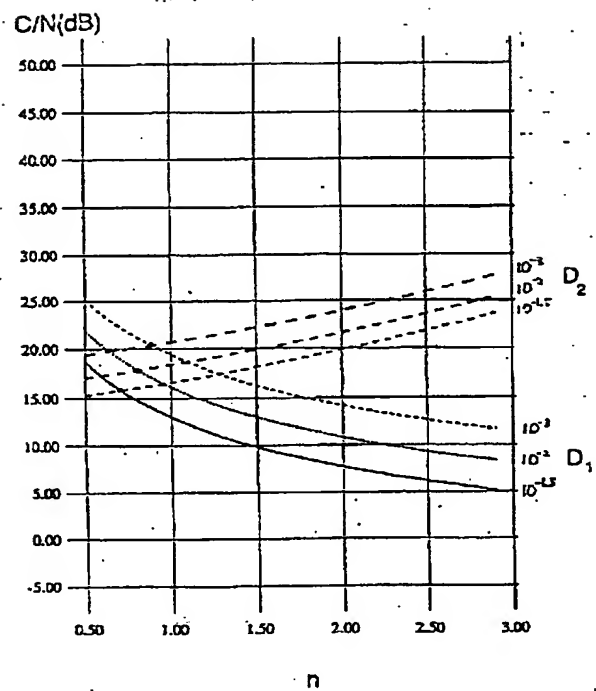
【図100】



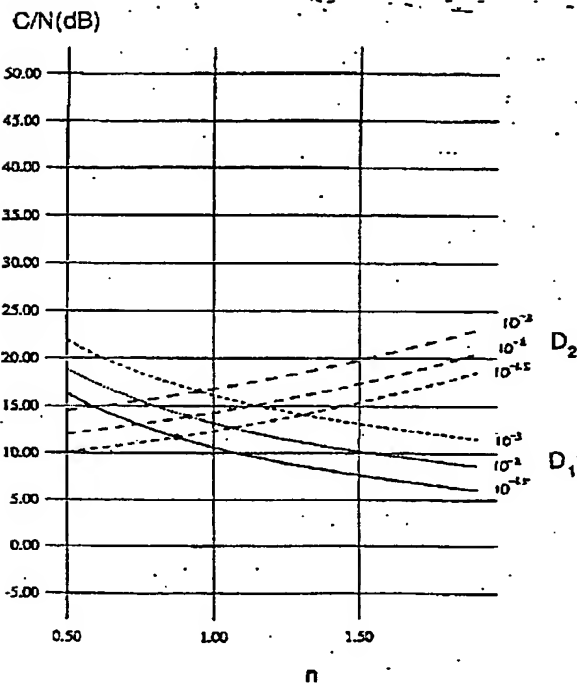
【図102】



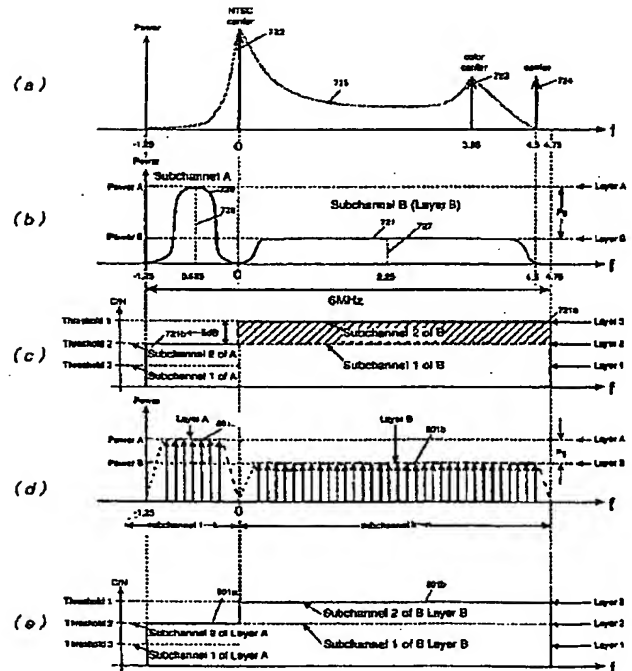
【図103】



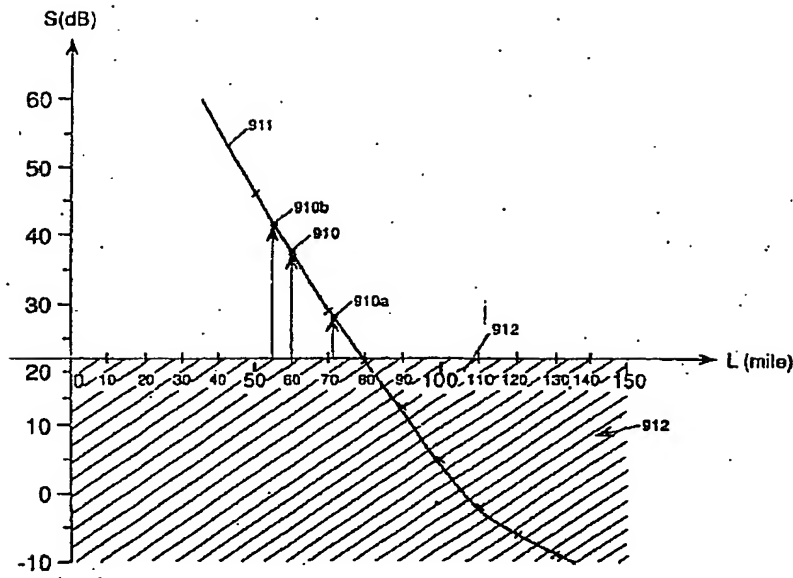
【図104】



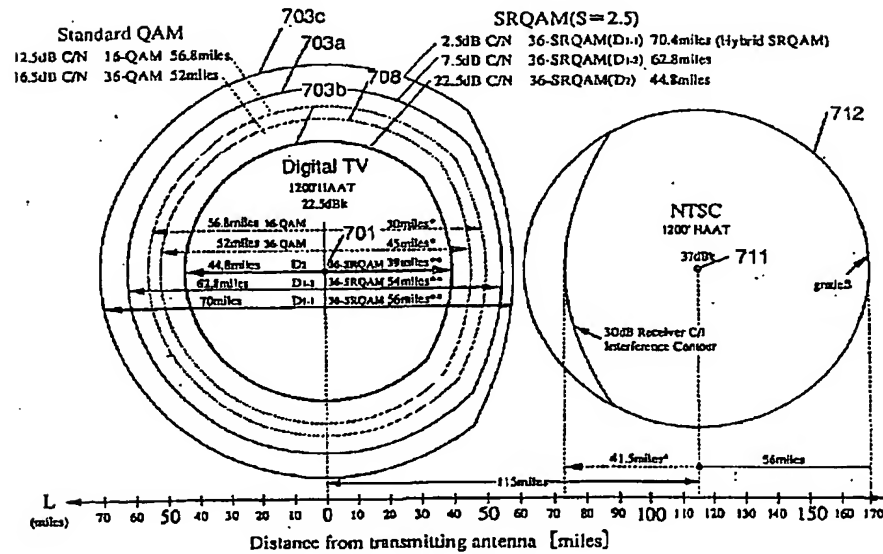
【図108】



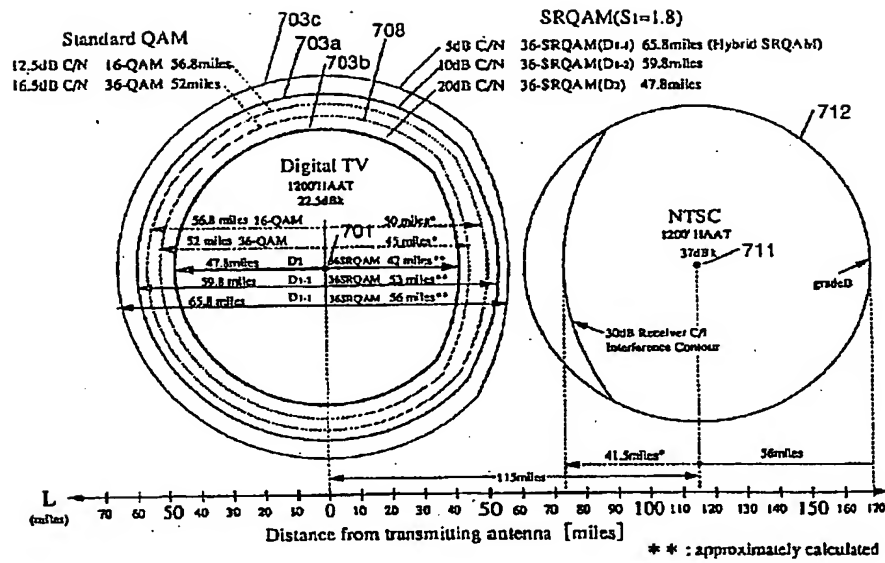
【図105】



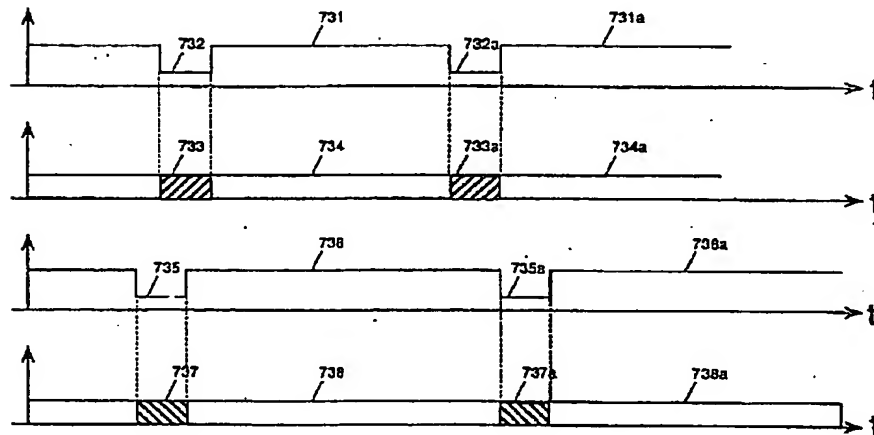
【図106】



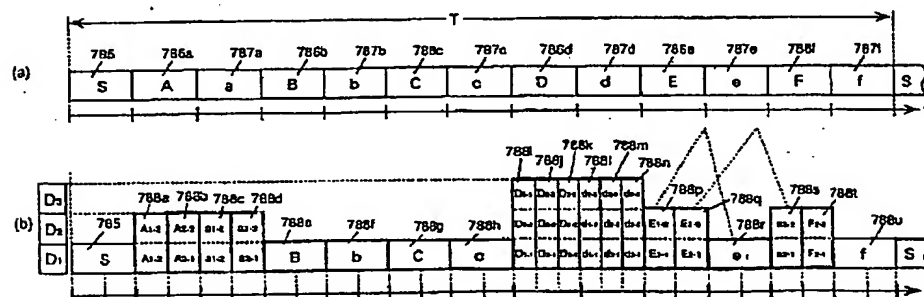
【図107】



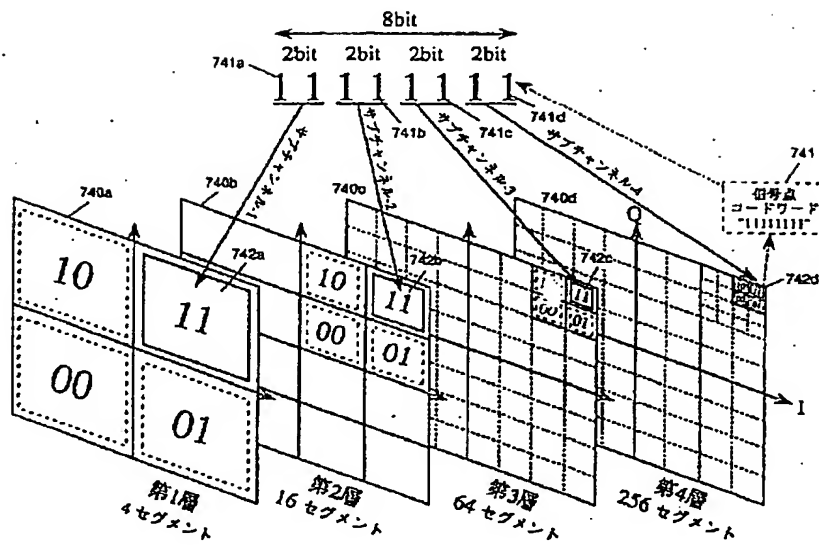
【図109】



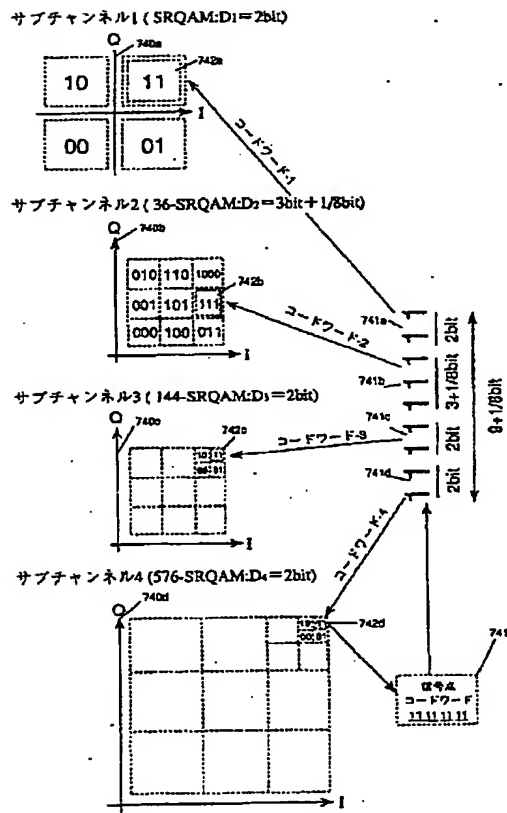
【図120】



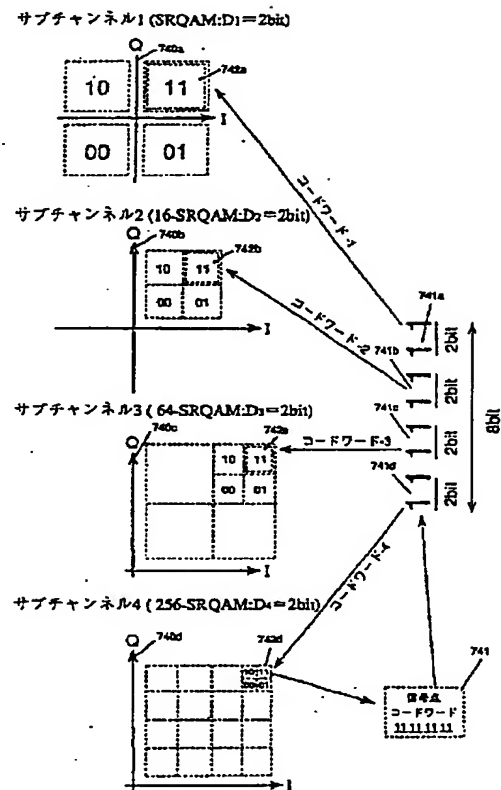
【図110】



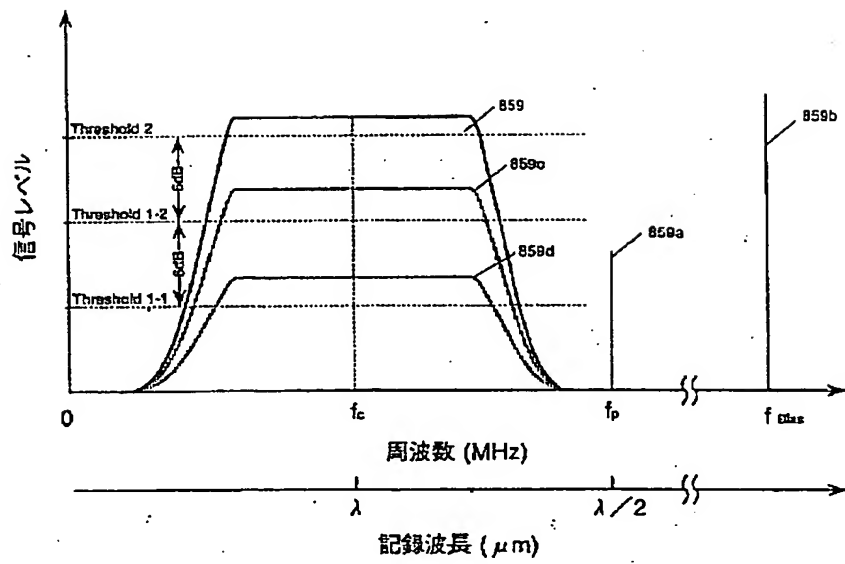
【図111】



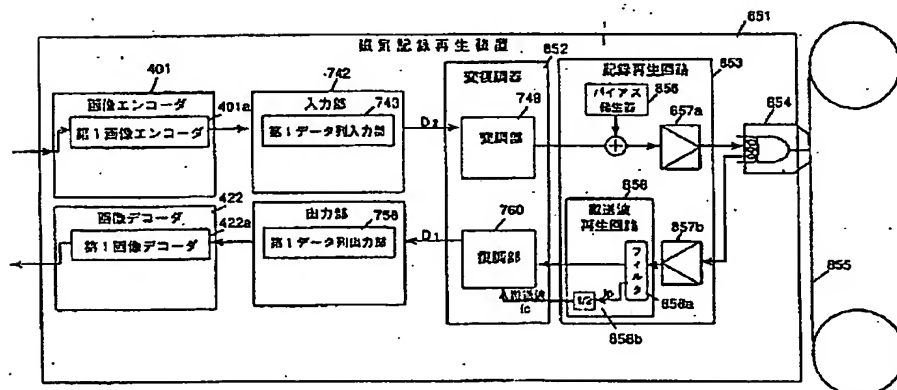
【図112】



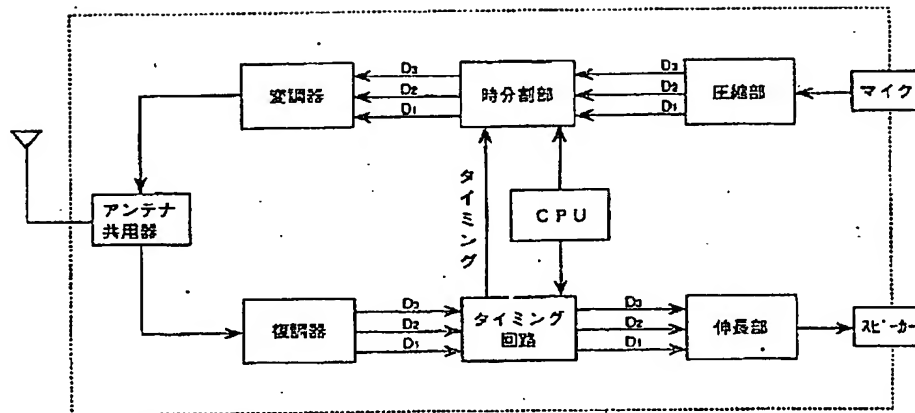
【図113】



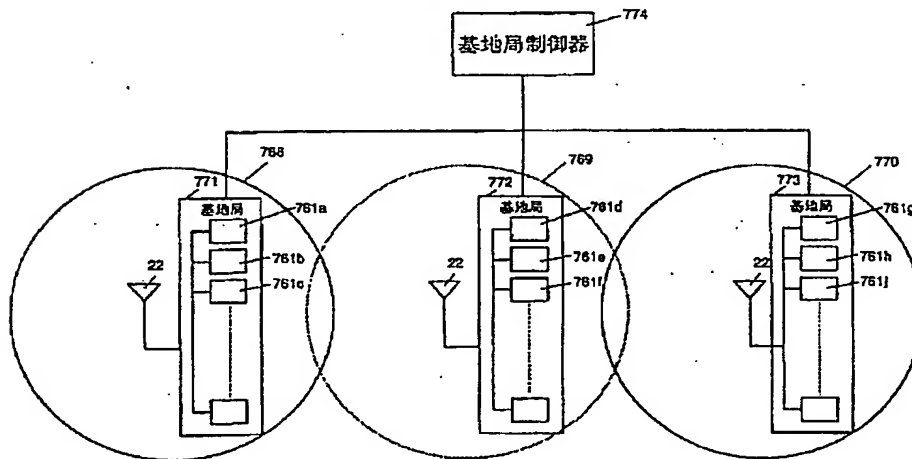
【図114】



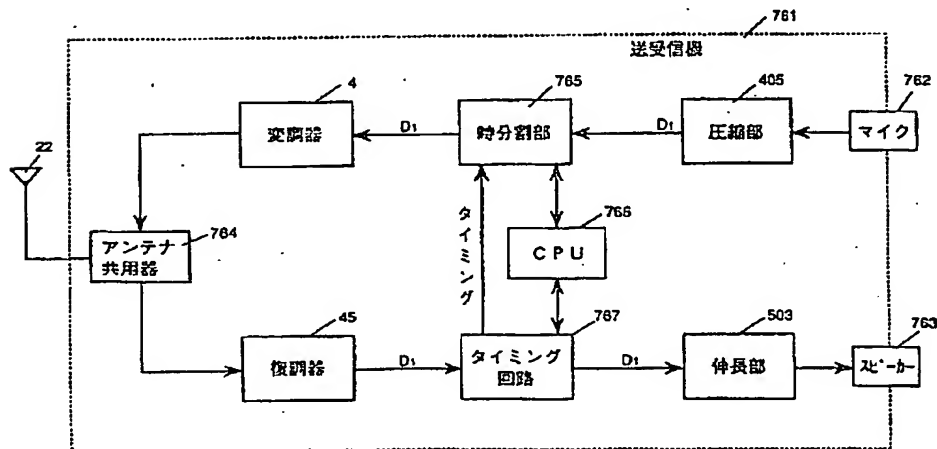
【図 115】



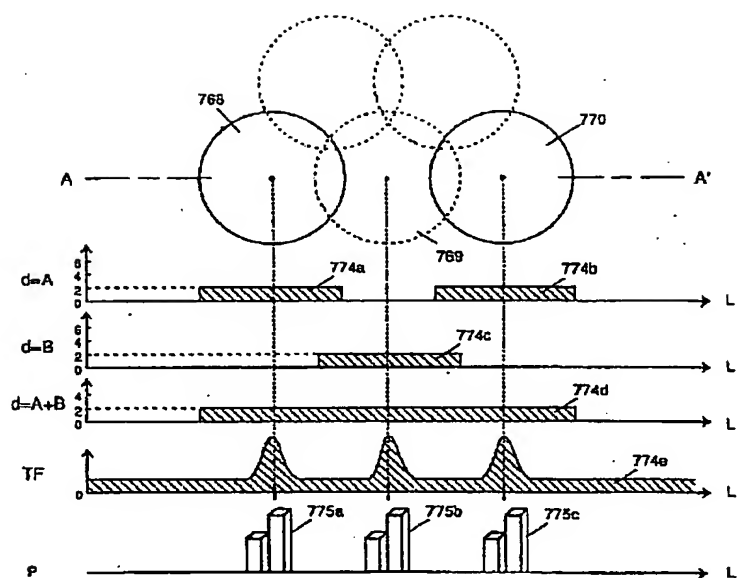
【図 116】



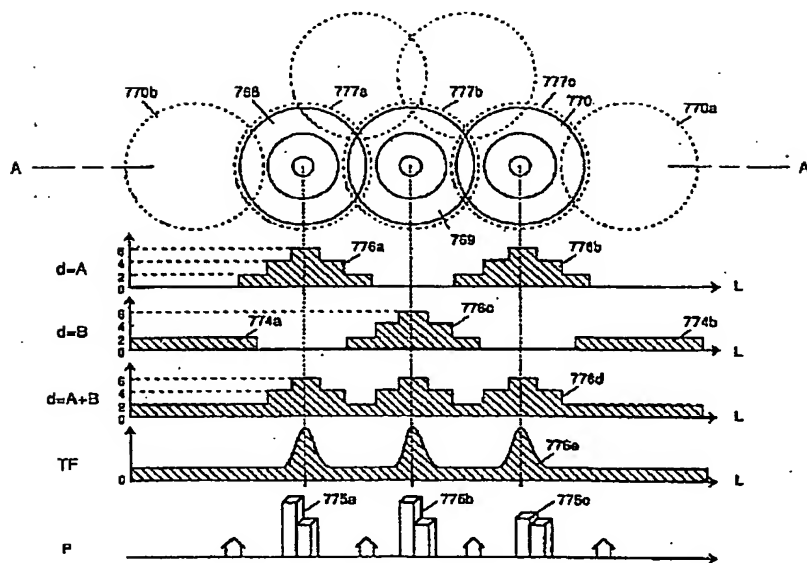
【図 121】



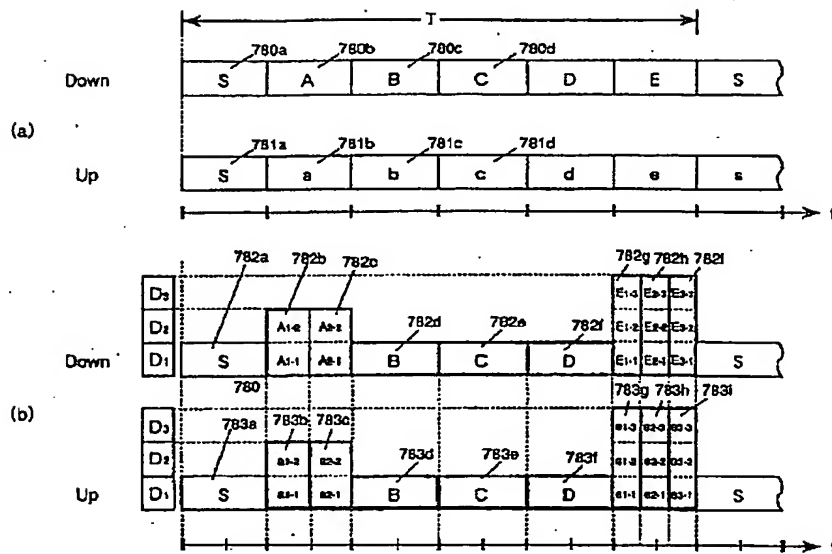
【図117】



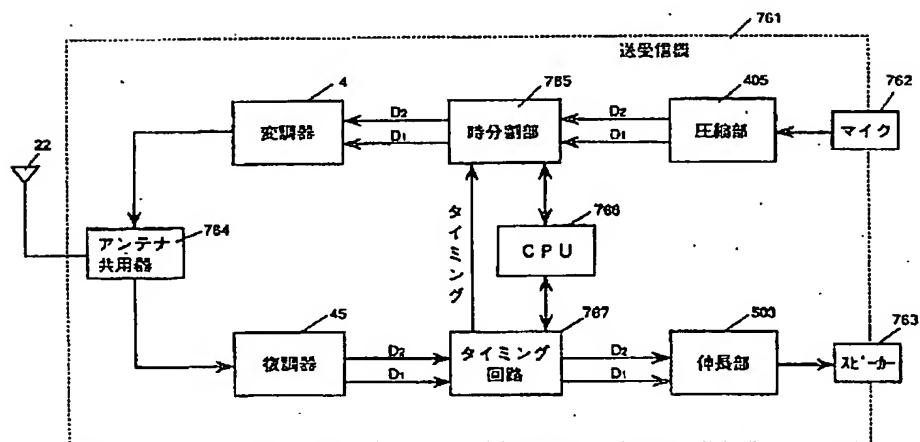
【図118】



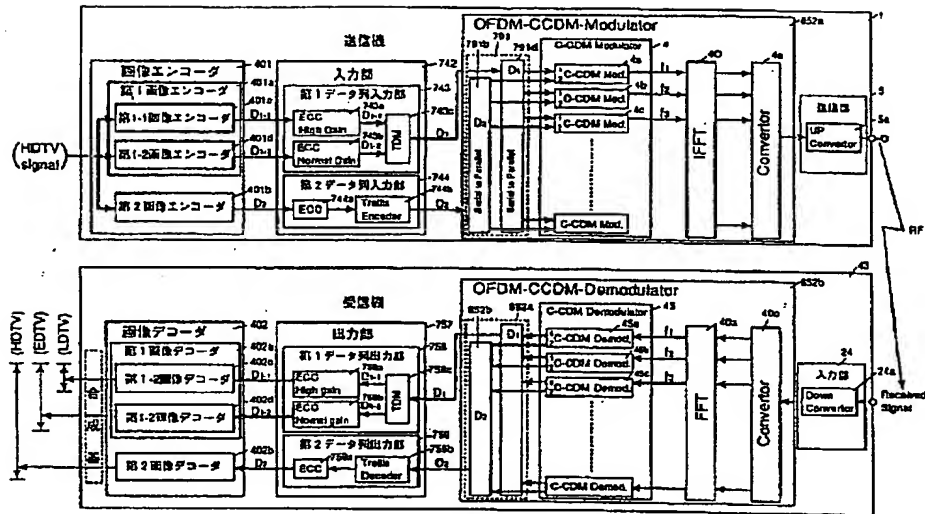
【図 119】



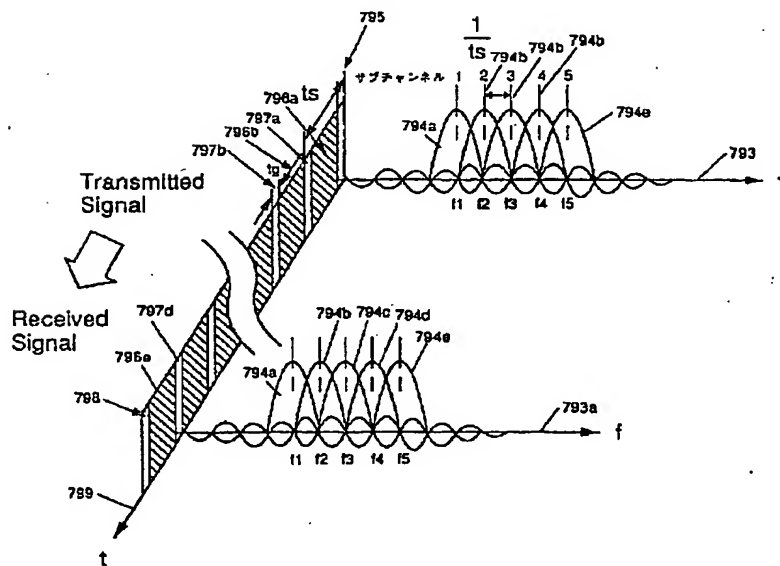
【図 122】



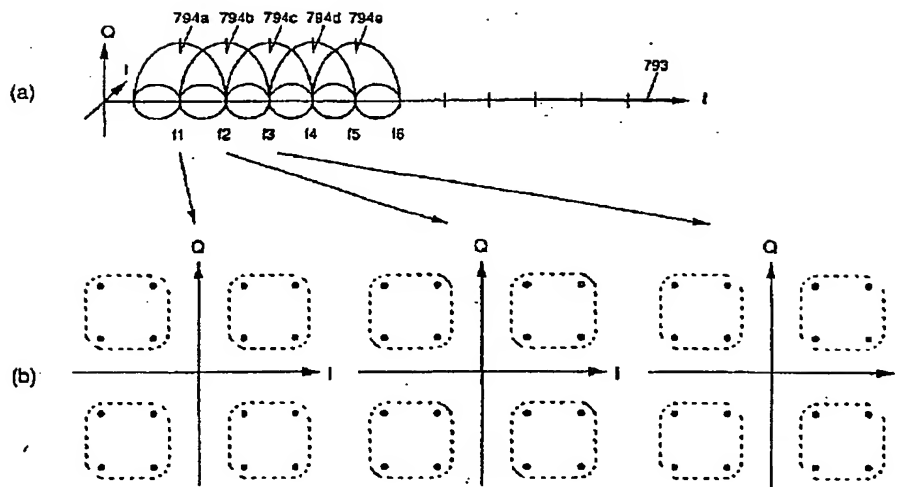
【図123】



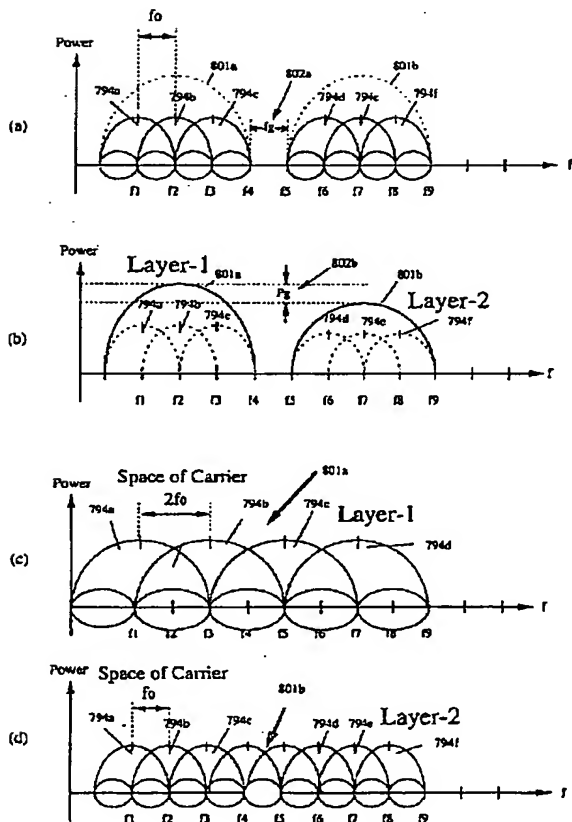
【図124】



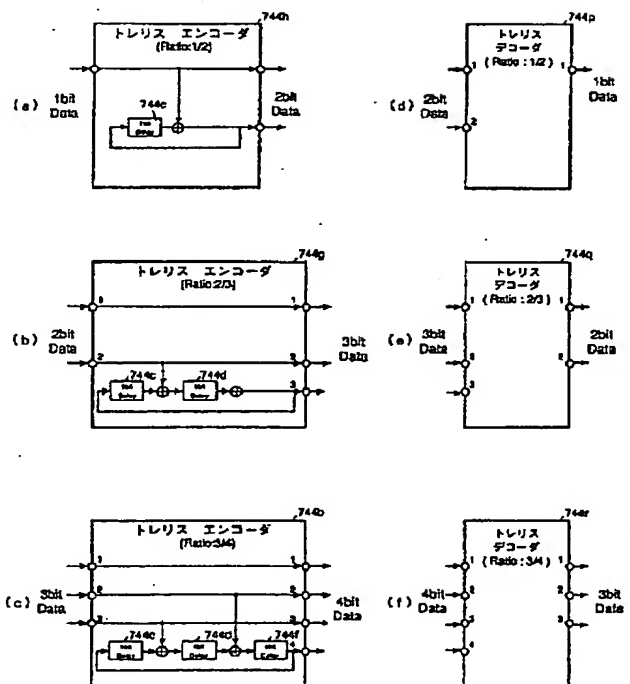
【図125】



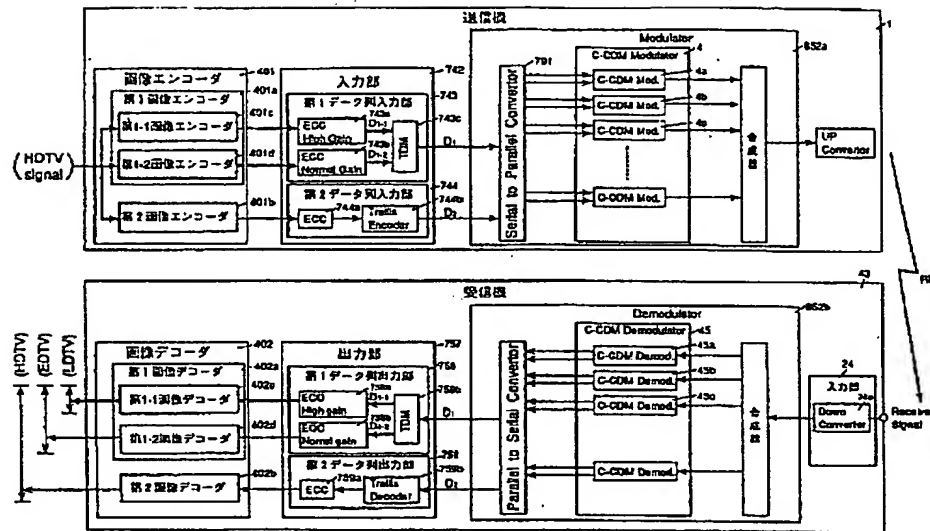
【図126】



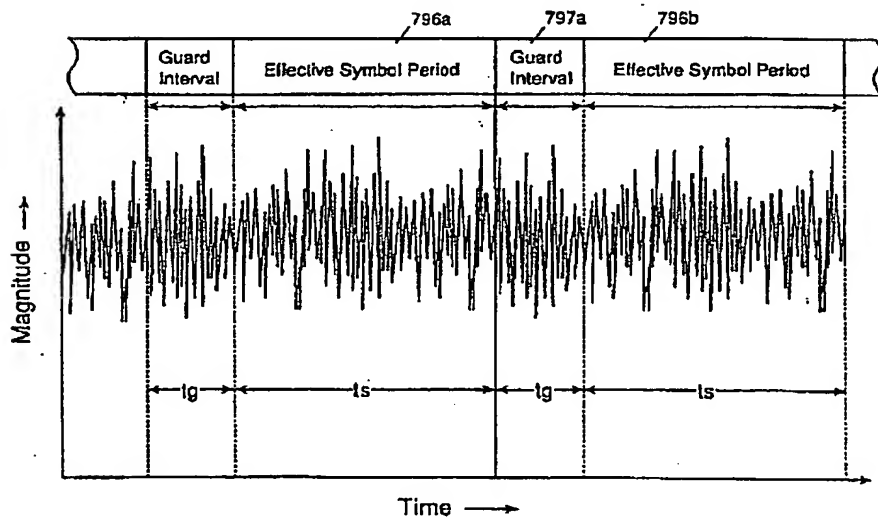
【図128】



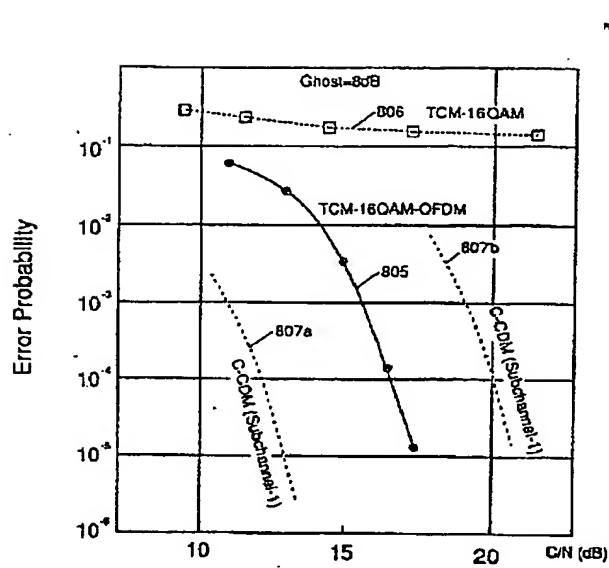
【図127】



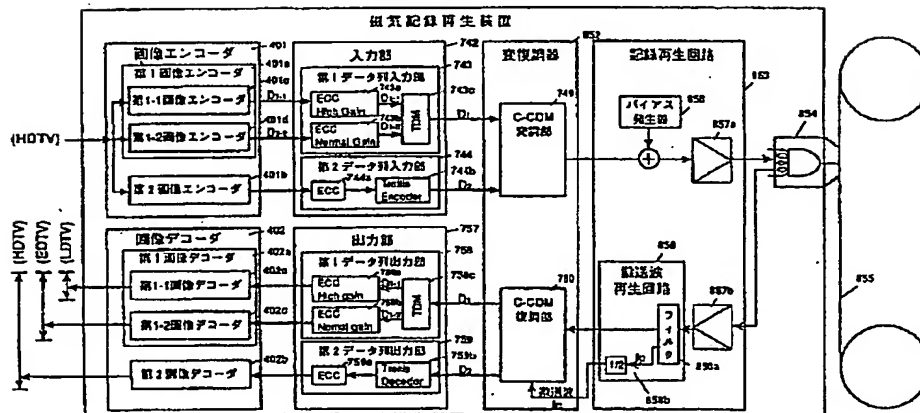
【図129】



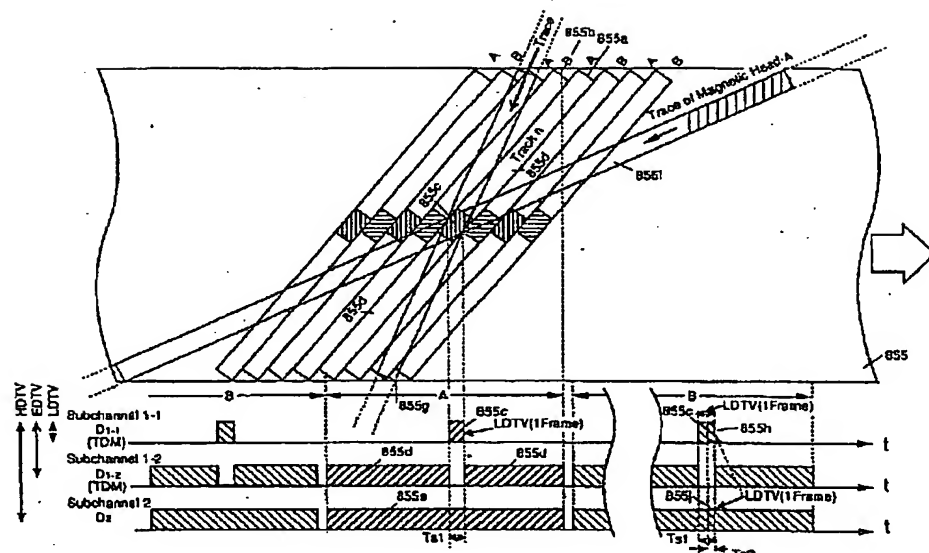
【図130】



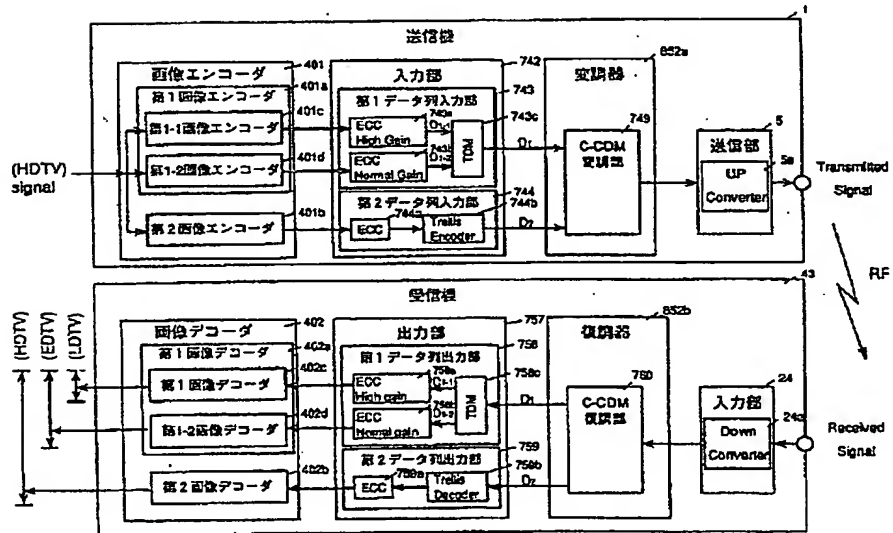
【図131】



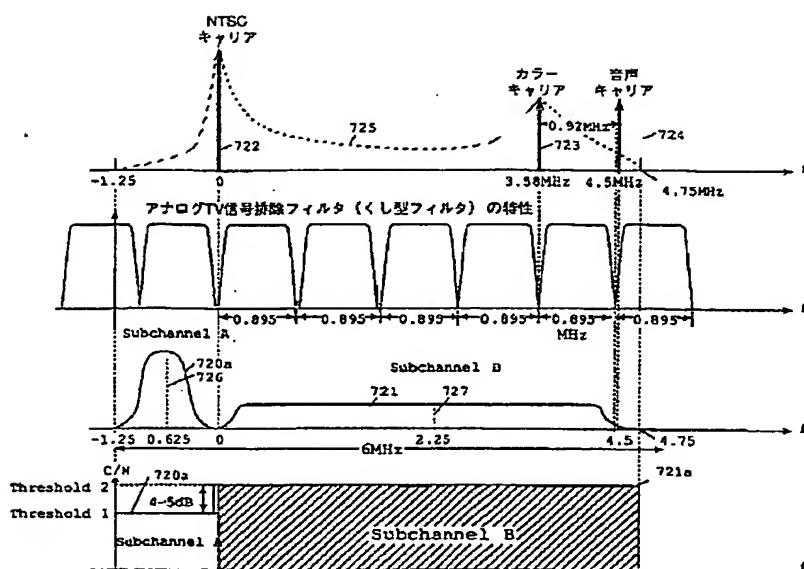
【図132】



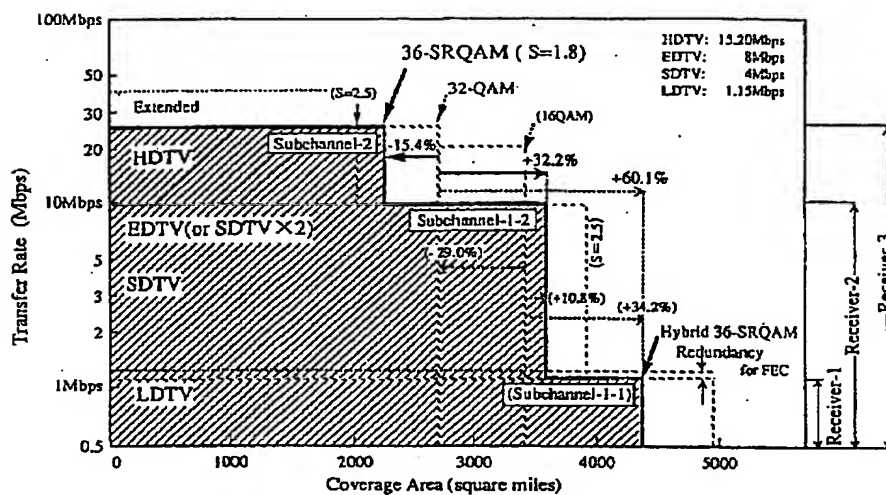
【図133】



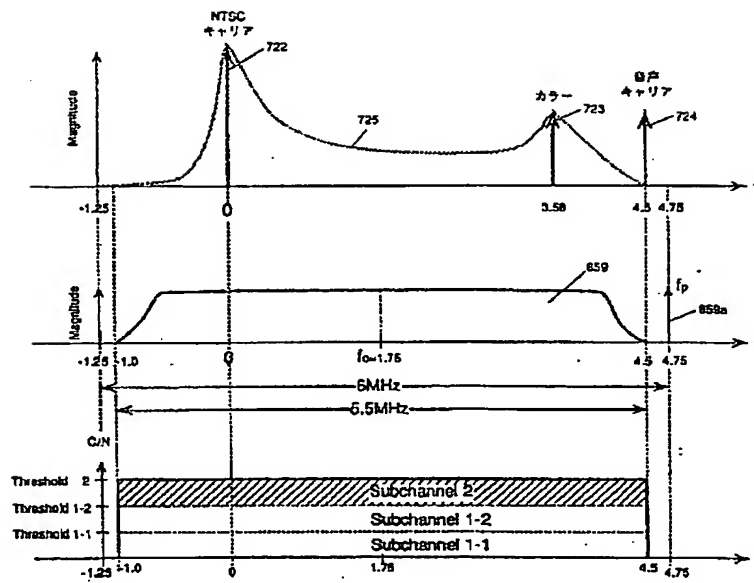
【図134】



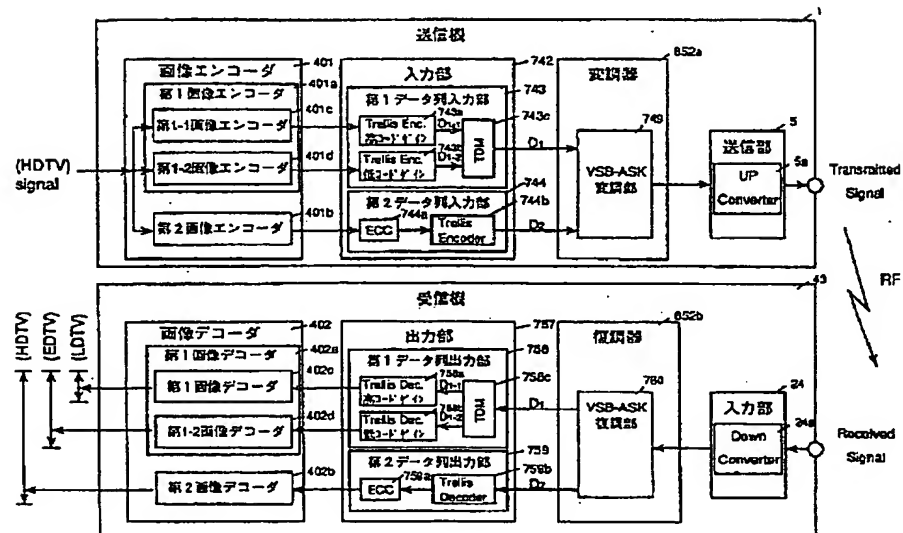
【図135】



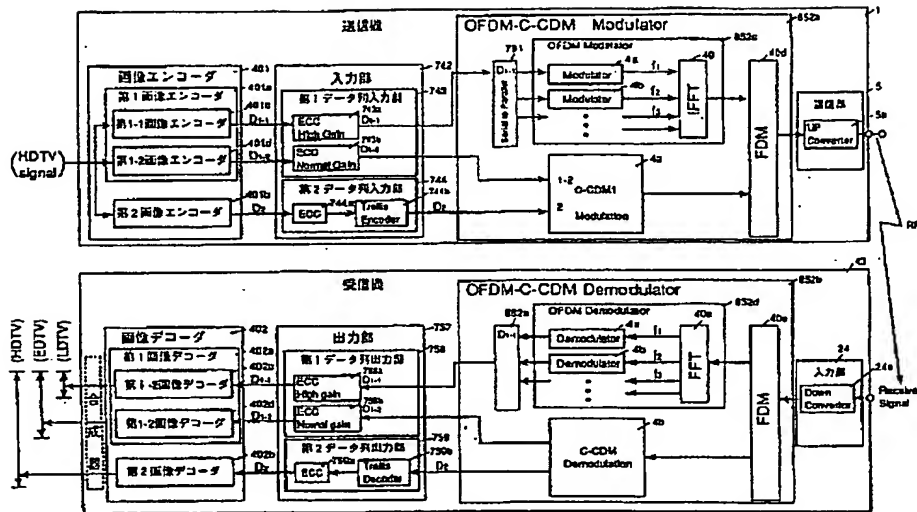
【図136】



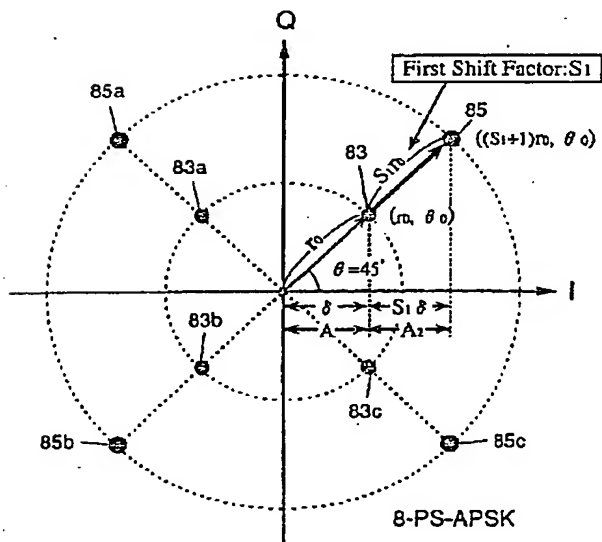
【図137】



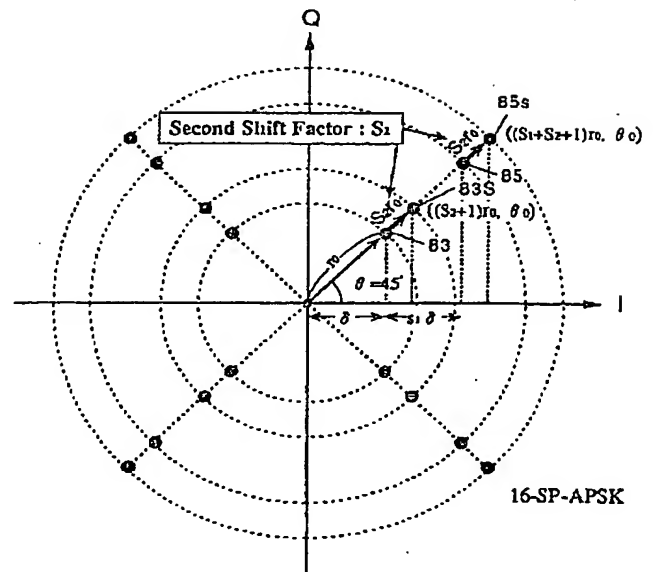
【図138】



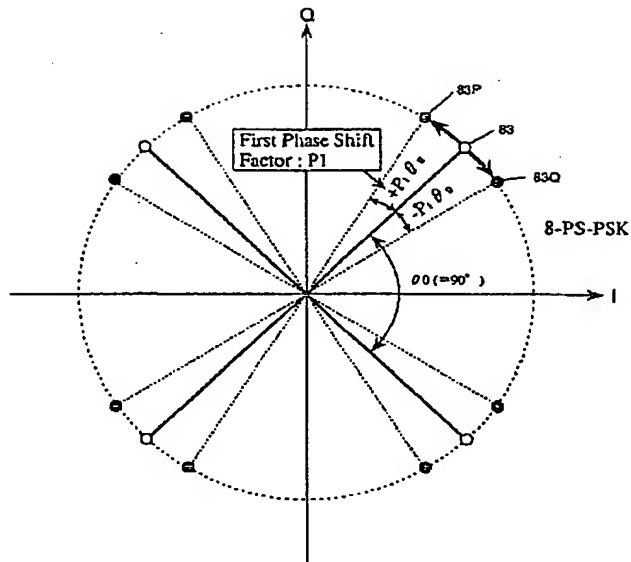
【図139】



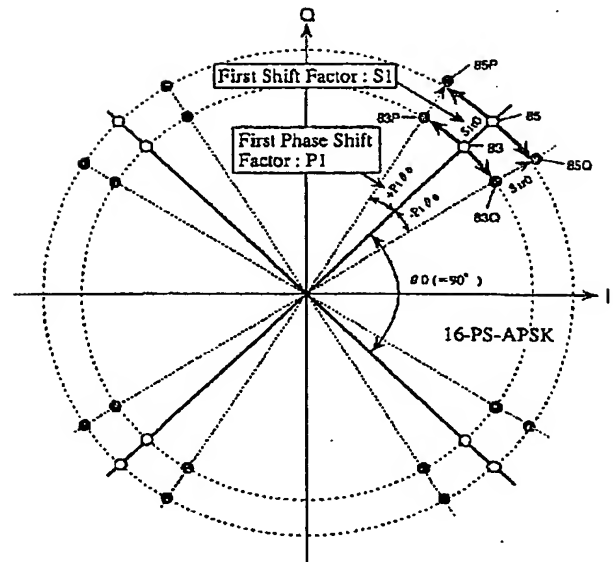
【図140】



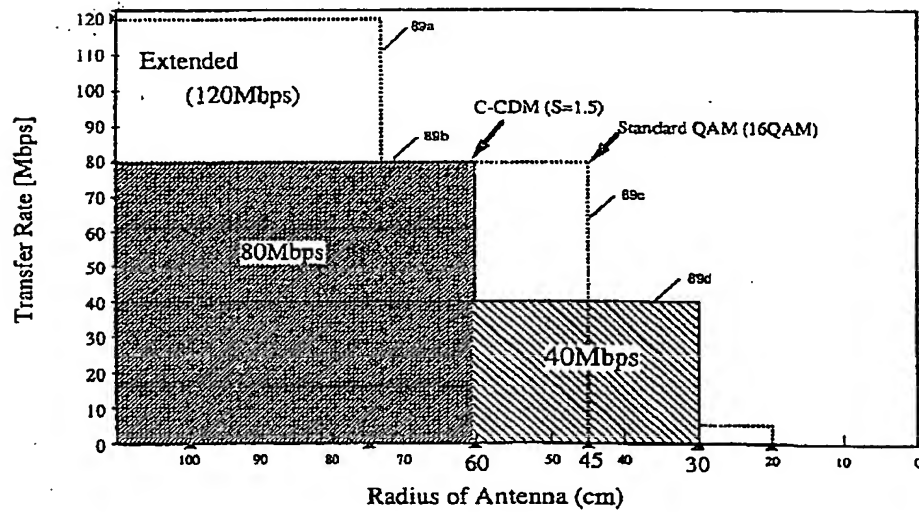
【図141】



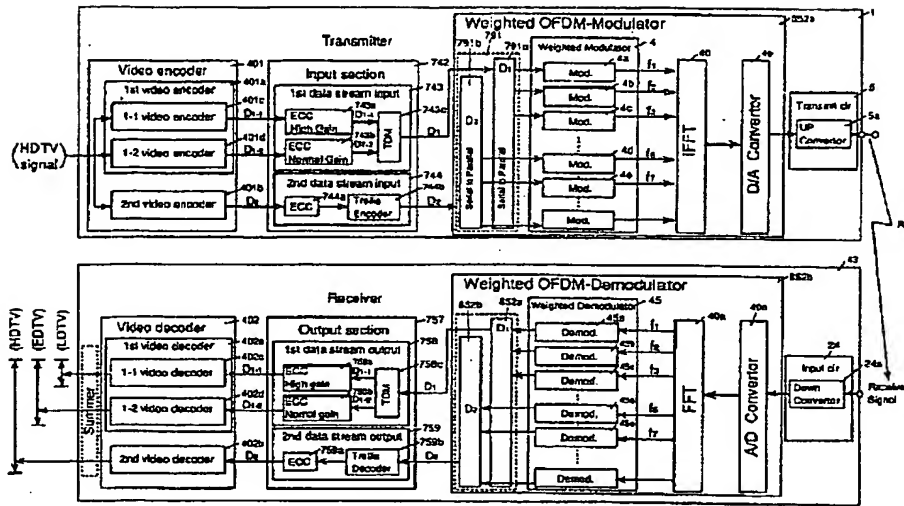
【図142】



【図143】

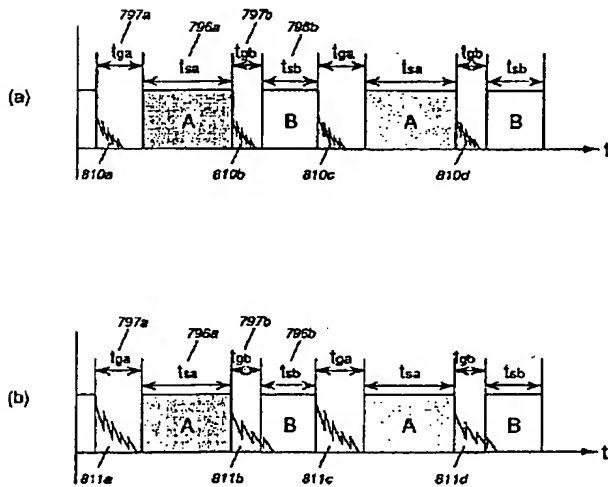


【図 144】

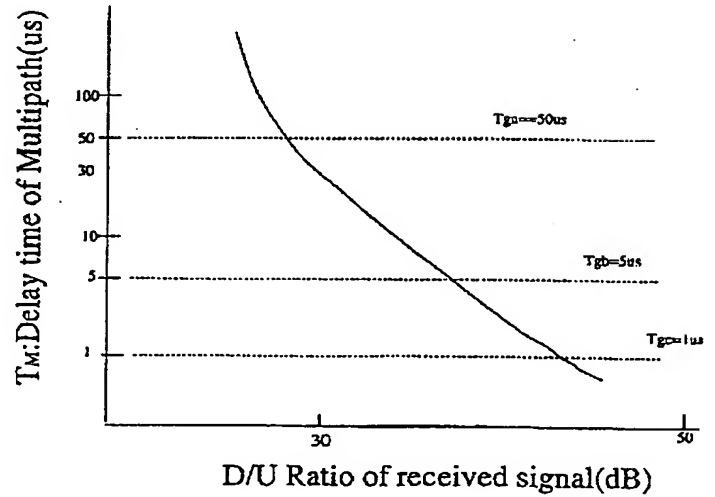


【図 145】

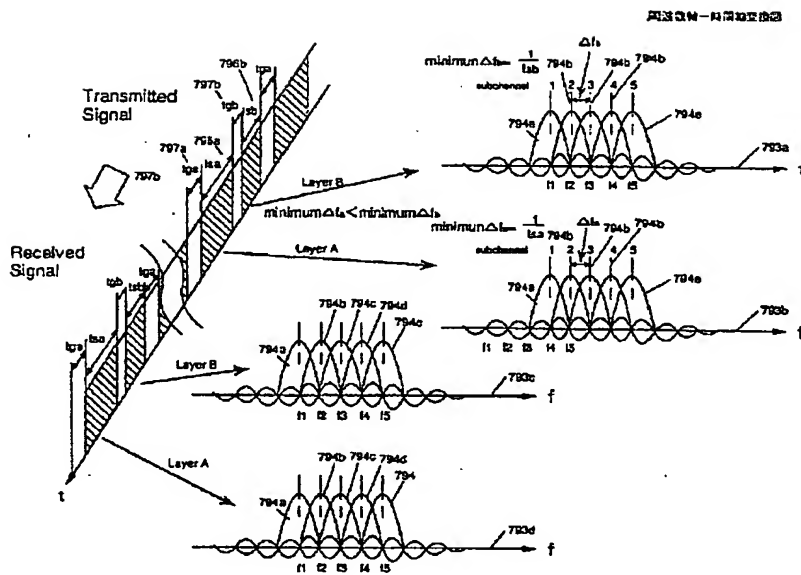
810 短マルチパス 811 長マルチパス



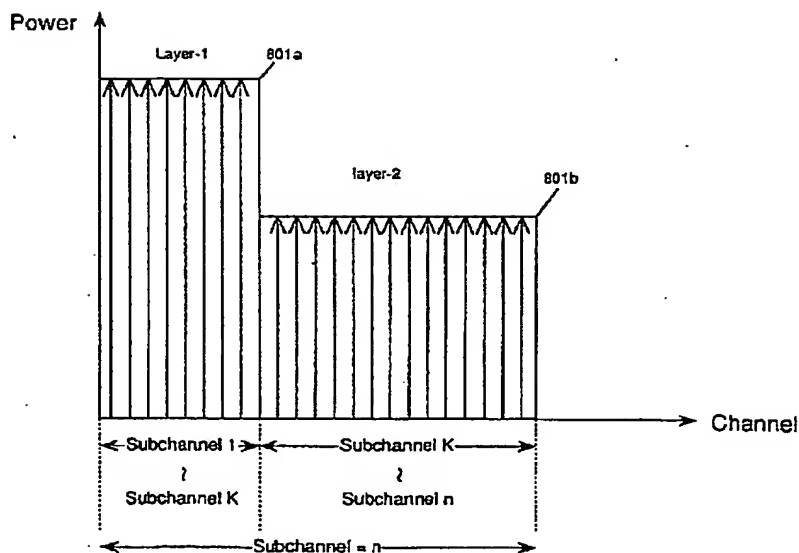
【図 148】



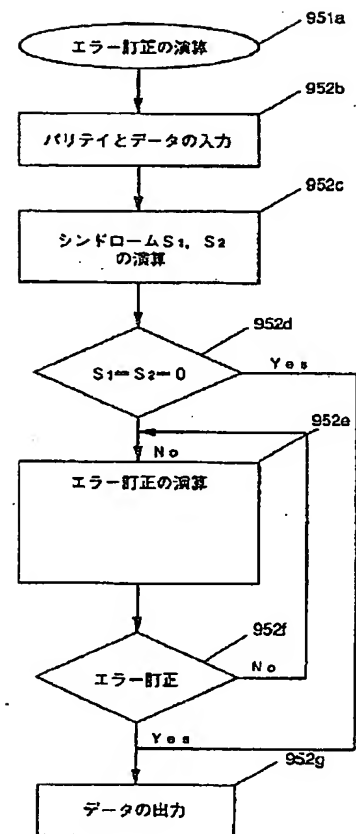
【図146】



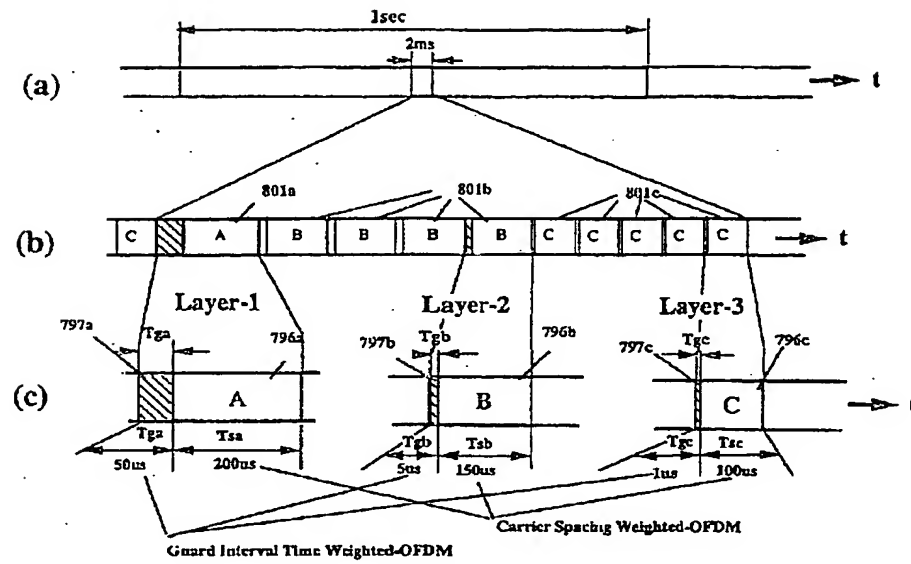
【図147】



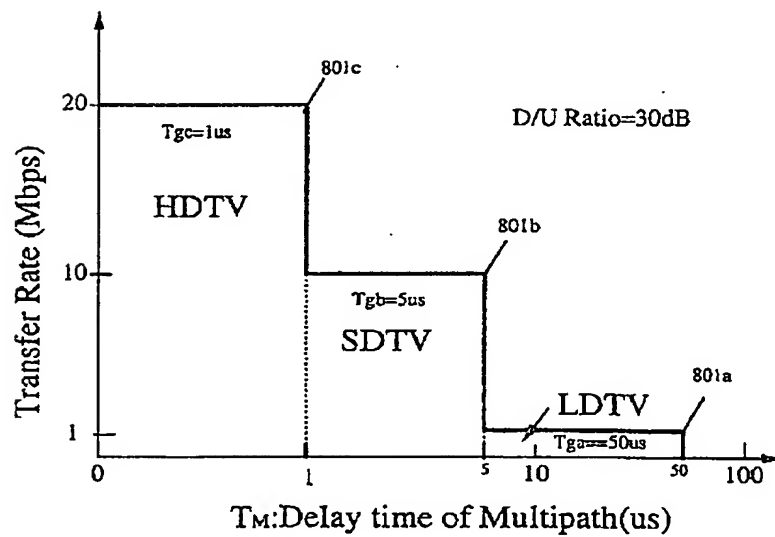
【図166】



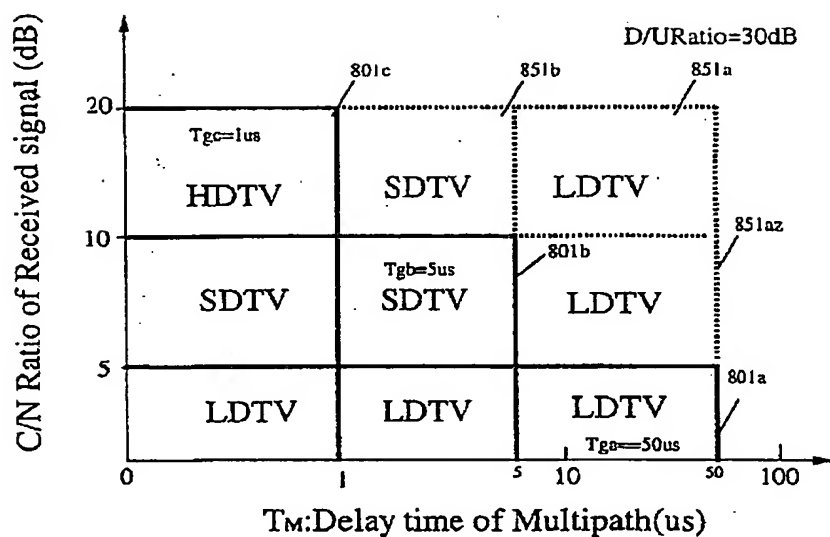
【図149】



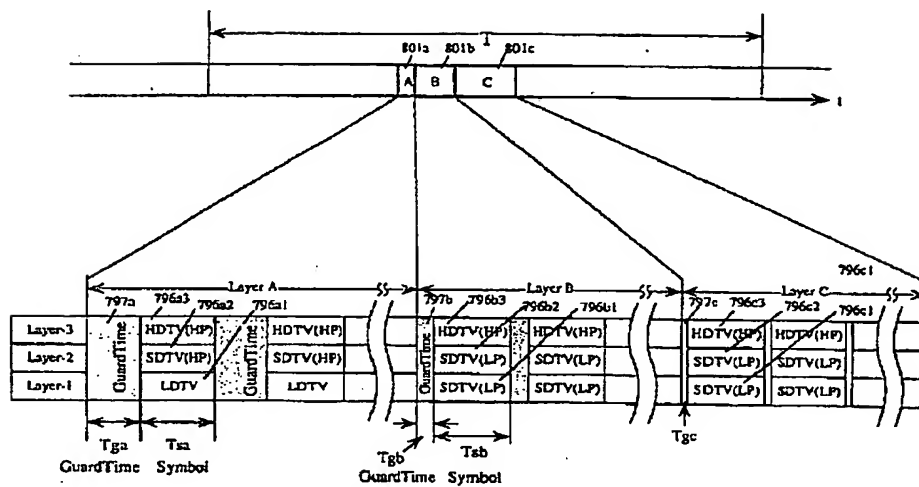
【図150】



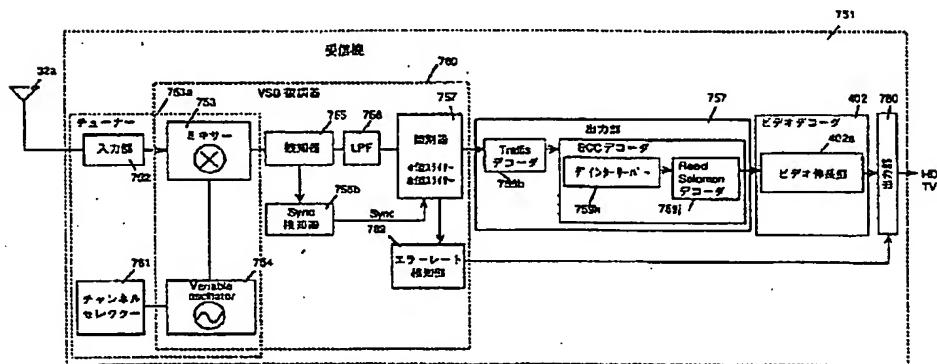
【図151】



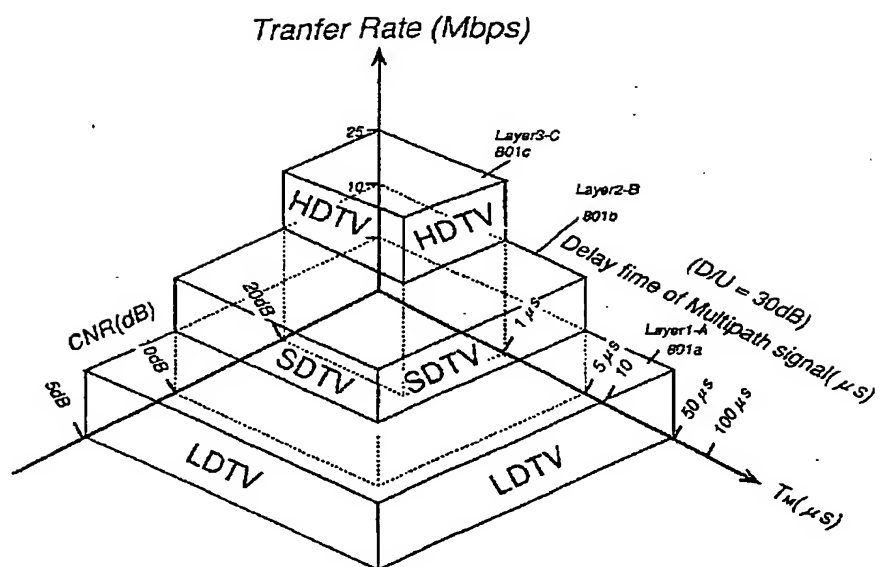
【図152】



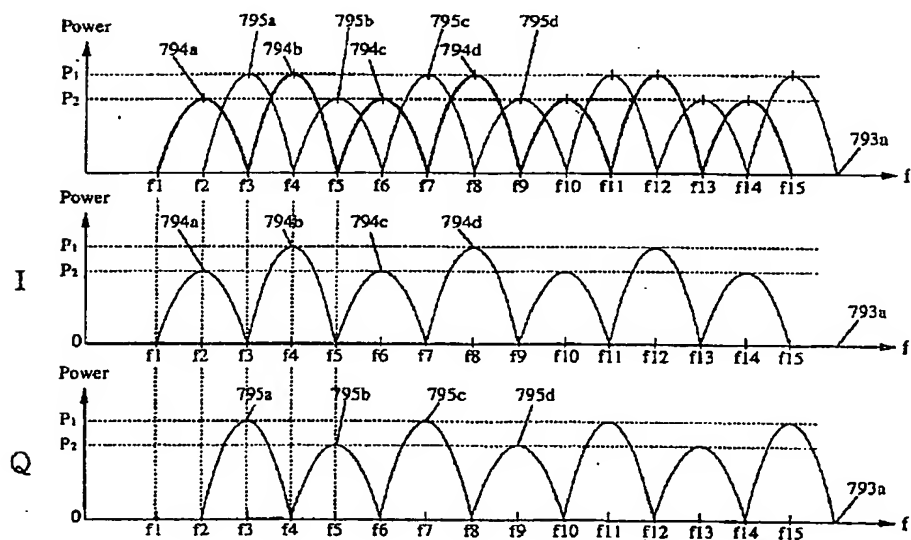
【図161】



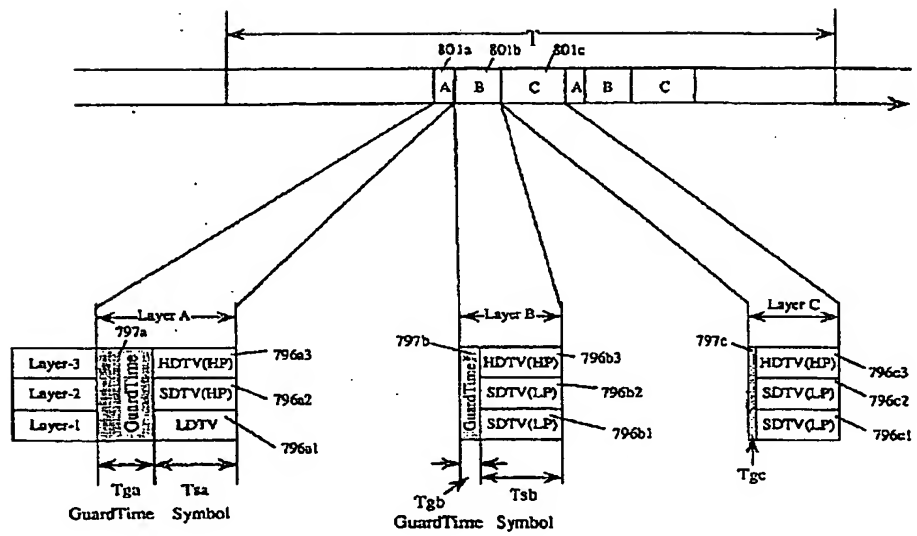
【図153】



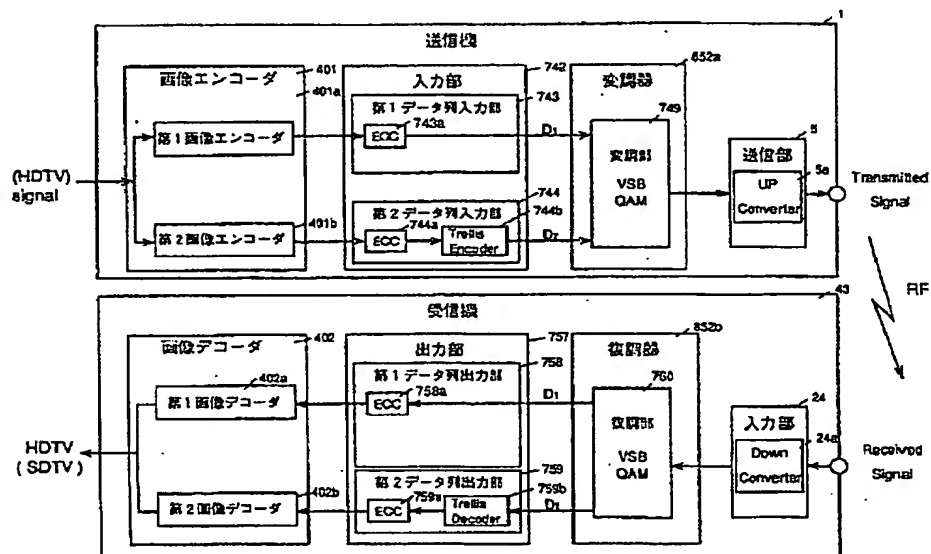
【図154】



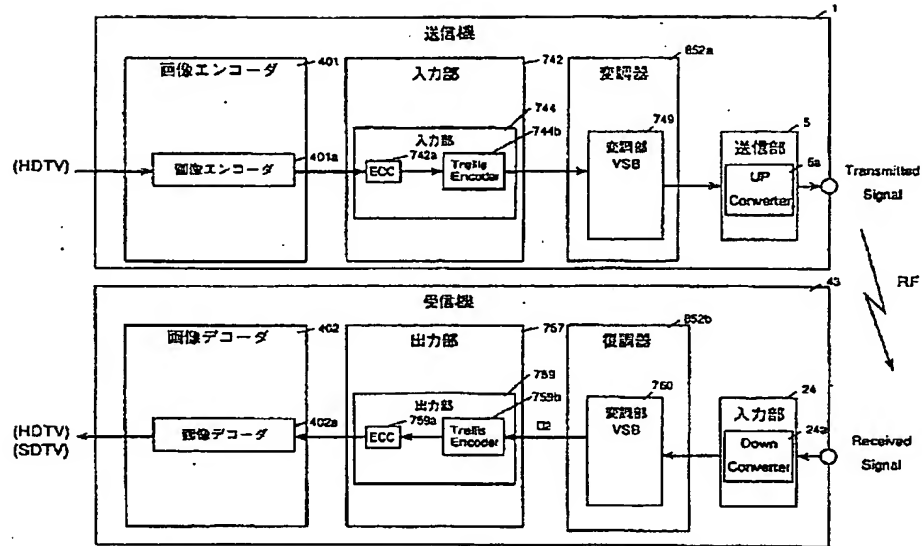
【図155】



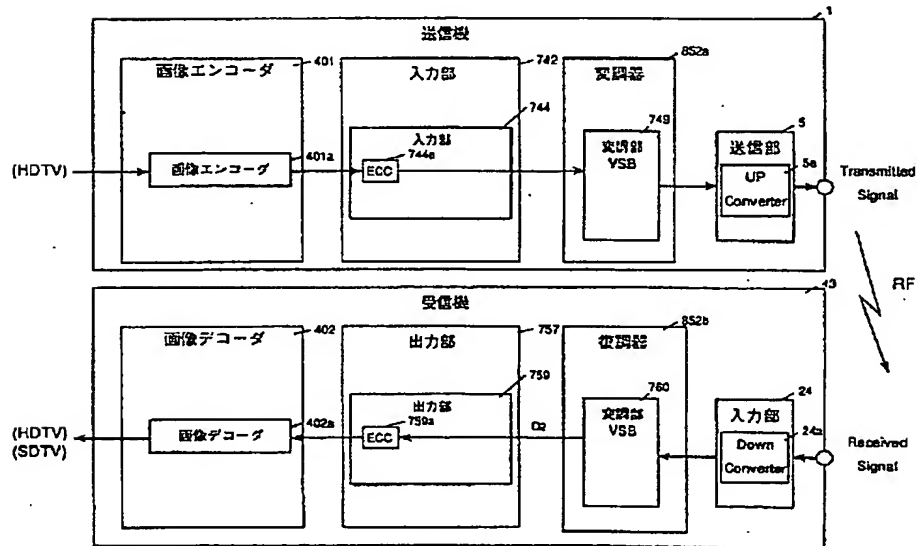
【図156】



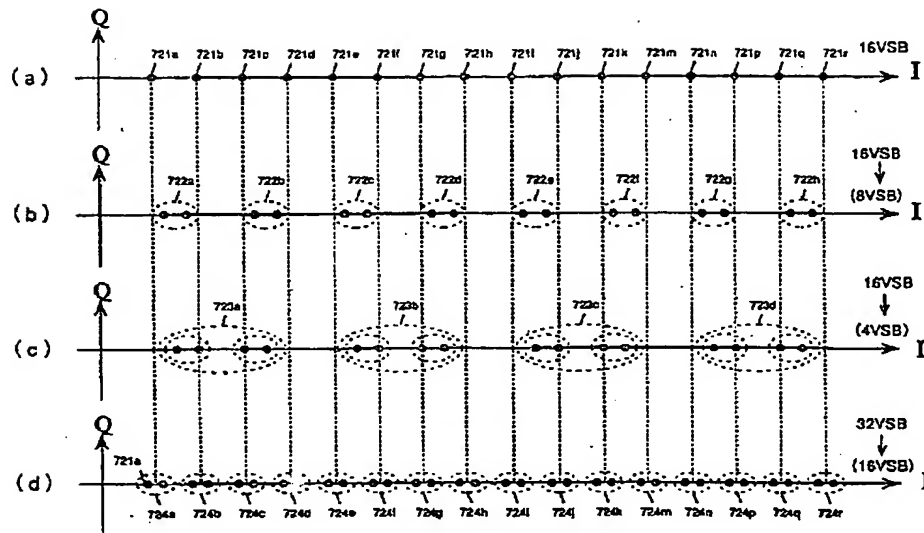
【図157】



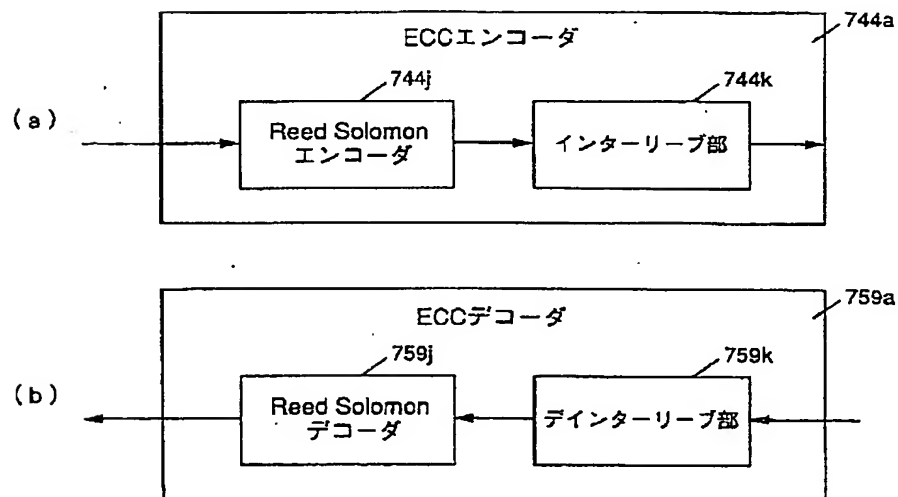
【図158】



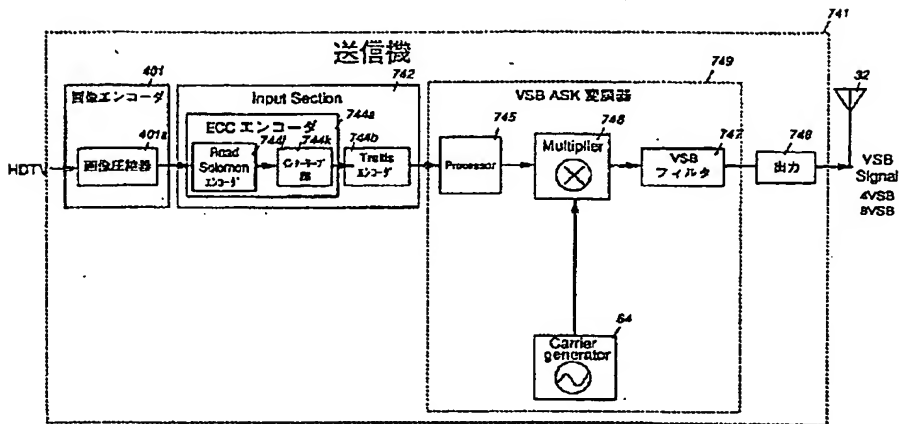
【図159】



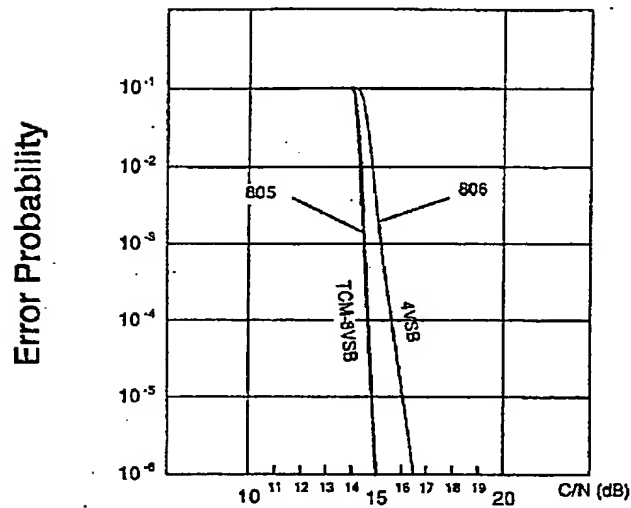
【図160】



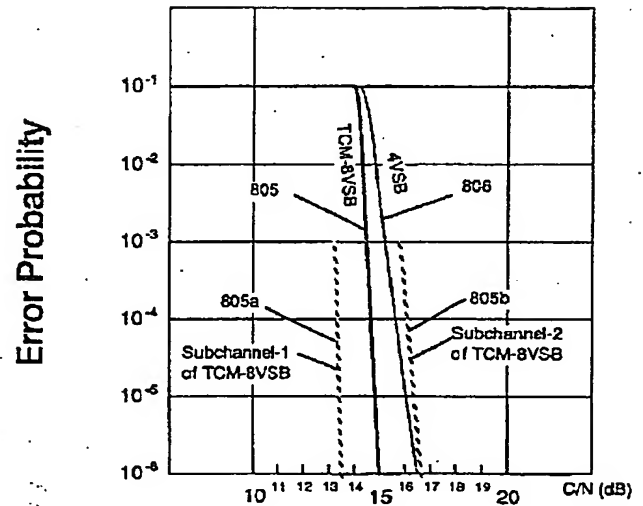
【図162】



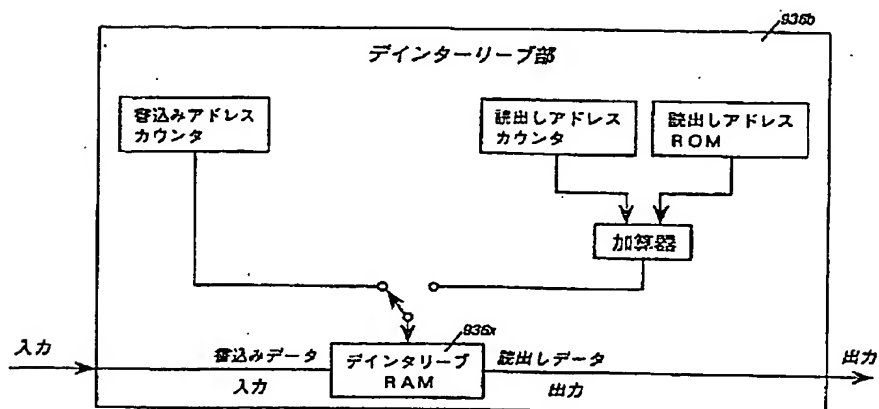
【図163】



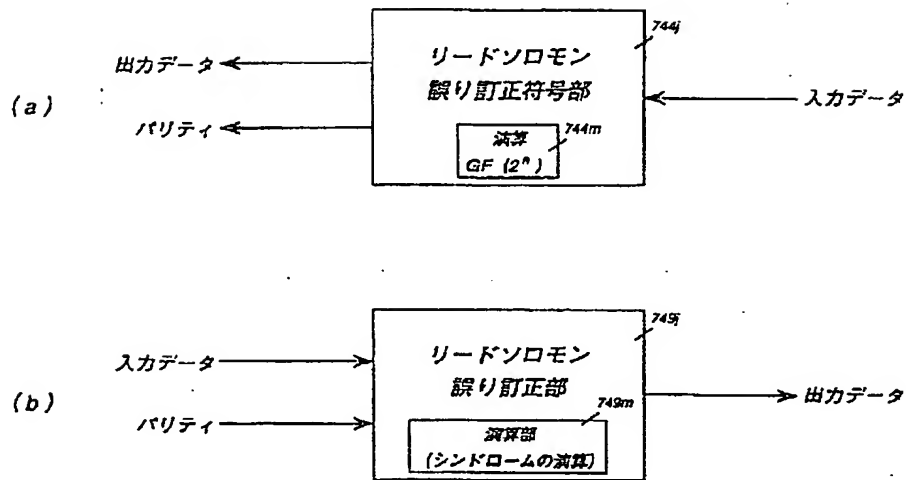
【図164】



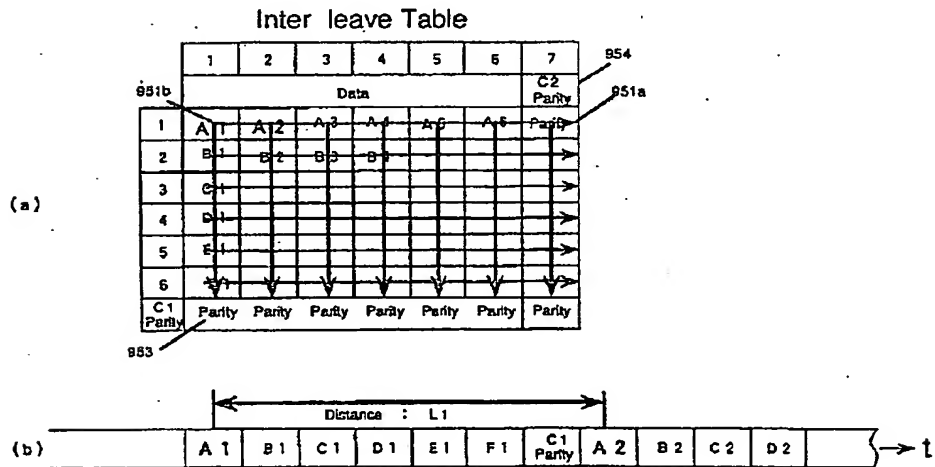
【図167】



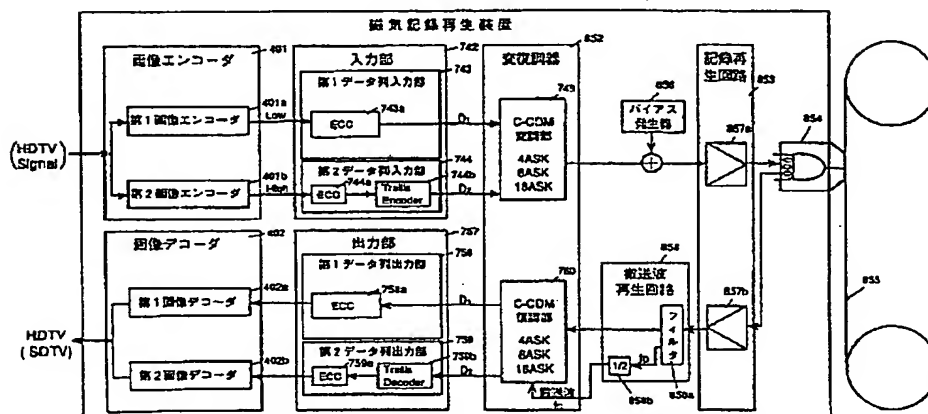
【図165】



【図168】

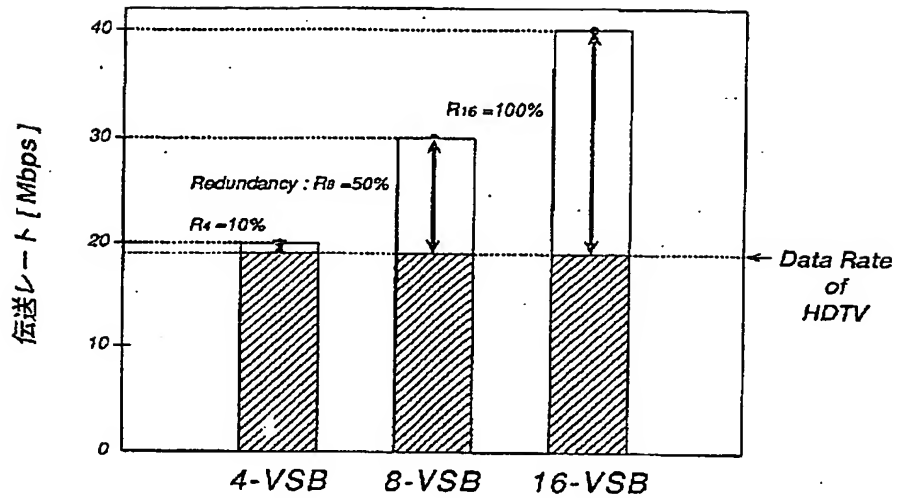


【図173】

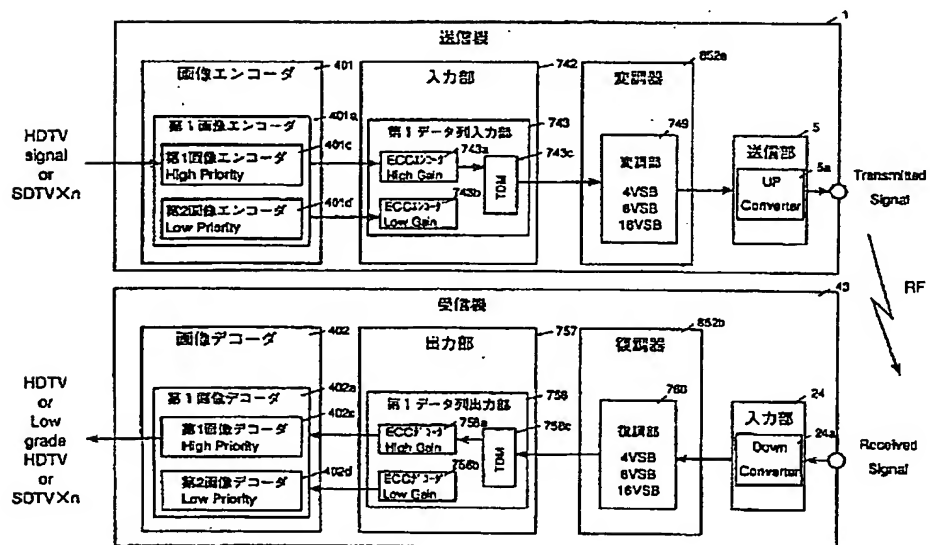


【図169】

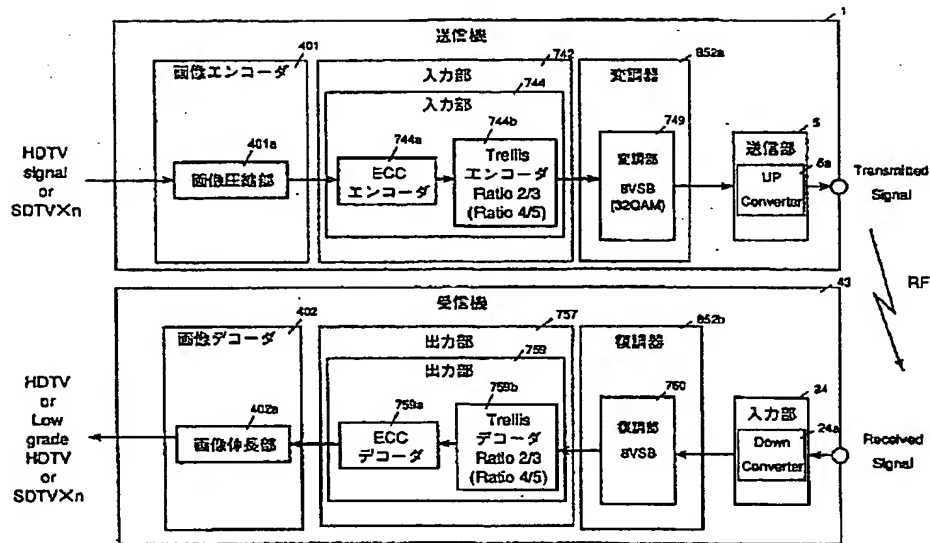
冗長度の比較



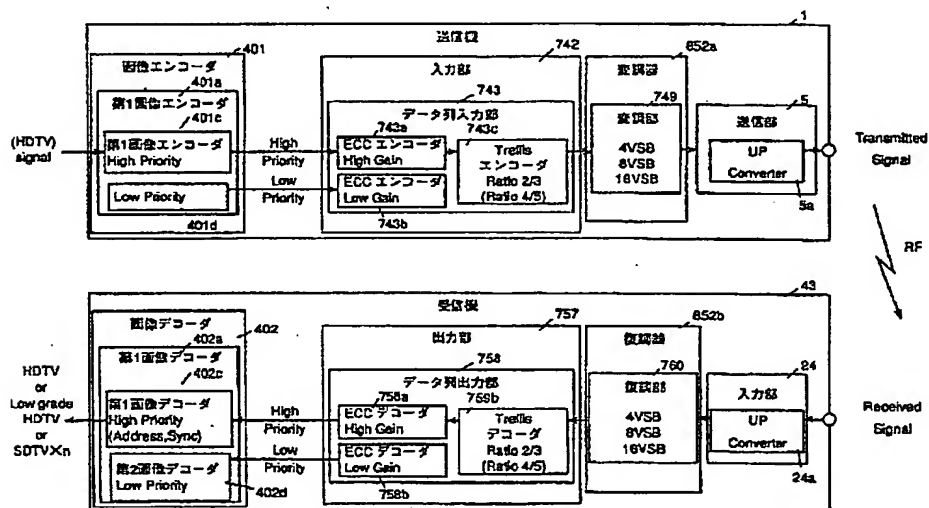
【図170】



【図171】



【図172】



フロントページの続き

- (31)優先権主張番号 特願平5-349972
 (32)優先日 平5(1993)12月27日
 (33)優先権主張国 日本(JP)

【公報種別】特許法第 17 条の 2 の規定による補正の掲載
 【部門区分】第 7 部門第 3 区分
 【発行日】平成 13 年 12 月 21 日 (2001. 12. 21)

【公開番号】特開平 7-322219
 【公開日】平成 7 年 12 月 8 日 (1995. 12. 8)
 【年通号数】公開特許公報 7-3223
 【出願番号】特願平 6-79432
 【国際特許分類第 7 版】

H04N 7/015
 7/20

【F I】
 H04N 7/00 A
 7/20

【手続補正書】
 【提出日】平成 13 年 3 月 9 日 (2001. 3. 9)

【手続補正 1】
 【補正対象書類名】明細書
 【補正対象項目名】発明の名称

【補正方法】変更
 【補正内容】
 【発明の名称】 送信装置、受信装置

【手続補正 2】
 【補正対象書類名】明細書
 【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更
 【補正内容】
 【特許請求の範囲】

【請求項 1】互いに直交する周波数関係にある複数の搬送波を変調することにより、複数のデータ列を送信する送信装置であって、
 前記複数のデータ列に対し第 1 のエラー訂正符号化処理を施す第 1 のエラー訂正符号化部と、
 前記第 1 のエラー訂正符号化部の出力をインターリーブするインターリーブ部と、
 前記インターリーブ部の出力に第 2 のエラー訂正符号化処理を施す第 2 のエラー訂正符号化部と、
 前記第 2 のエラー訂正符号化部の出力を前記データ列毎にスペースダイアグラム上に割り当てる信号点数を変えて変調する変調部と、
 前記変調部の出力を逆フーリエ変換することにより時間軸へと変換する逆フーリエ変換部とを備え、
 前記複数のデータ列の中で第 1 のデータ列が、前記第 1 のデータ列以外のデータ列を変調した変調信号を復調するための復調情報を含み、前記復調情報が、前記第 1 のデータ列以外のデータ列を変調した変調信号に対応する信号点数を含み、
 前記複数のデータ列は、データ列毎に 2 つ以上の搬送波で送信されることを特徴とする送信装置。

【請求項 2】A 層と B 層を含む複数の階層を用いて複数のデータ列を送信し、前記複数の階層の各々では、シンボル時間毎に互いに直交する周波数関係にある複数の搬送波を前記複数のデータ列により変調する送信装置であって、

前記複数のデータ列に対し第 1 のエラー訂正符号化処理を施す第 1 のエラー訂正符号化部と、
 前記第 1 のエラー訂正符号化部の出力をインターリーブするインターリーブ部と、
 前記インターリーブ部の出力に第 2 のエラー訂正符号化処理を施す第 2 のエラー訂正符号化部と、
 前記第 2 のエラー訂正符号化部の出力をスペースダイアグラム上の信号点に割り当て変調する変調部と、
 前記変調部の出力を逆フーリエ変換することにより時間軸へと変換する逆フーリエ変換部とを備え、
 前記 A 層のシンボル時間と、前記 B 層のシンボル時間とに、差を設けて送信することを特徴とする送信装置。

【請求項 3】A 層と B 層を含む複数の階層を用いて複数のデータ列を送信し、前記複数の階層の各々では、シンボル時間毎に互いに直交する周波数関係にある複数の搬送波を前記複数のデータ列により変調する送信装置であって、

前記複数のデータ列に対し第 1 のエラー訂正符号化処理を施す第 1 のエラー訂正符号化部と、
 前記第 1 のエラー訂正符号化部の出力をインターリーブするインターリーブ部と、
 前記インターリーブ部の出力に第 2 のエラー訂正符号化処理を施す第 2 のエラー訂正符号化部と、
 前記第 2 のエラー訂正符号化部の出力をスペースダイアグラム上の信号点に割り当て変調する変調部と、
 前記変調部の出力を逆フーリエ変換することにより時間軸へと変換する逆フーリエ変換部とを備え、
 前記 A 層の搬送波の周波数間隔と、前記 B 層の搬送波の周波数間隔とに、差を設けて送信することを特徴とする

送信装置。

【請求項 4】請求項 1 記載の送信装置が出力する信号を入力信号とする受信装置であって、
前記入力信号をフーリエ変換することにより周波数軸へと変換するフーリエ変換部と、
前記フーリエ変換部の出力を復調する復調部と、
前記復調部の出力から前記複数のデータ列を再生するデータ列再生部と、
前記データ列再生部の出力に第 1 のエラー訂正復号化処理を施す第 1 のエラー訂正復号化部と、
前記第 1 のエラー訂正復号化部の出力をデインターリーブするデインターリーブ部と、
前記デインターリーブ部の出力に第 2 のエラー訂正復号化処理を施す第 2 のエラー訂正復号化部と
前記第 2 のエラー訂正復号化部の出力の内、前記第 1 のデータ列から抽出した前記復調情報に基づき前記復調部を制御する復調制御部とを備え、
前記復調制御部が、前記第 1 のデータ列以外のデータ列を変調した変調信号に対応する信号点数に基づいて前記復調部を制御することを特徴とする受信装置。

【請求項 5】請求項 2 又は 3 記載の送信装置が出力する信号を入力信号とする受信装置であって、
前記入力信号をフーリエ変換することにより周波数軸へと変換するフーリエ変換部と、
前記フーリエ変換部の出力を復調する復調部と、
前記復調部の出力に第 1 のエラー訂正復号化処理を施す第 1 のエラー訂正復号化部と、
前記第 1 のエラー訂正復号化部の出力をデインターリーブするデインターリーブ部と、
前記デインターリーブ部の出力に第 2 のエラー訂正復号化処理を施す第 2 のエラー訂正復号化部とを備えたことを特徴とする受信装置。

【手続補正 3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0361

【補正方法】変更

【補正内容】

【0361】さらに第 A 層と第 B 層のシンボル時間 T_s のシンボル数を同じ数に設定した場合、A のシンボル時間 t_{sa} を B のシンボル時間 t_{sb} より大きくとる。するとこれにより周波数軸上において A、B のキャリアの間隔をそれぞれ Δf_a 、 Δf_b とすると $\Delta f_a < \Delta f_b$ である。このため B のシンボルに比べて、A のシンボルを復調した場合のエラーレートは低くなる。こうしてシンボル時間 T_s の Weighting の差別化により第 A 層と第 B 層のマルチパスに対する 2 層の階層化が実現する。この方式を Carrier-Spacing-Weighted-OFDM (CSW-OFDM) と呼ぶ。GTW-OFDM を用いて 2 層の階層伝送を実現し、第 A 層にて低解像度の TV 信号を、第 B 層で高域成分を送信することにより、車載 TV 受信機のようにゴーストの多い条件の受信でも低解像度 TV の安定した受信が可能となる。また CSW-OFDM を用いたシンボル時間 t_s の差別化により第 A 層と第 B 層の C/N に対する階層化を GTW-OFDM とを組み合わせることにより受信信号レベルの低い車載 TV においてさらに安定した受信ができるという大きな効果が実現する。車載用途や携帯用途の TV においては高い解像度は要求されない。低解像度 TV 信号を含むシンボル時間の時間比率は小さいため、このガード時間のみを長くすることは全体の伝送効率をあまり下げない。従って本実施例の GTW-OFDM を用いて低解像度 TV 信号に重点を置いてマルチパス対策をすることにより伝送効率に殆ど影響を与えないで携帯 TV や車載 TV のような移動局と、家庭の TV のような固定局とを両立させた階層型 TV 放送を実現するという大きな効果がある。この場合前述のように CSW-OFDM や C-CDM と組み合わせることにより C/N にたいする階層化が加わりさらに安定した移動局の受信が可能となる。